



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Tesis doctoral

Diseño de lentes metálicas usando la Teoría de Modos Característicos

Universitat Politècnica de València

Departamento de Comunicaciones

Autor

Daniel Antonio Santillán Haro

Directores

Prof. Dr. Miguel Ferrando Bataller

Dra. Eva Antonino Daviu

Valencia, Marzo 2020.

A mi amada esposa Diana y mi hijo Daniel Josué.

Agradecimientos

Esta tesis es el resultado de varios años de trabajo y esfuerzo, así como también el fruto de un camino en que personas e instituciones me han brindado su apoyo para que pueda culminar con éxito este trabajo.

Quiero agradecer a mi esposa Diana que me ha acompañado en todo momento y me ha entregado su apoyo incondicional para cumplir con este sueño.

Quisiera expresar mis sinceros agradecimientos y aprecio a mis tutores de la tesis, al Dr. Miguel Ferrando Bataller y la Dra. Eva Antonino Daviu por sus acertados consejos y comentarios que han sido fundamentales para el desarrollo de este trabajo. Sin su dedicación, experiencia, amabilidad, paciencia y empeño al pasar horas revisando mis trabajos, esta tesis no hubiera podido realizarse con éxito.

Un agradecimiento especial a Daniel Sánchez por su colaboración, consejos diarios, e interés permanente en la fabricación y medida de los prototipos que forman parte de este trabajo.

Asimismo quiero agradecer a todos mis compañeros del GRE: Nora, María, Bernat, Zacañas, Antonio Vila, Miguel con quienes hemos compartido momentos de trabajo, amistad, y por sus palabras de ánimo que me han ayudado a seguir adelante.

Finalmente quiero agradecer a la Universidad Nacional de Chimborazo del Ecuador que a través del programa de becas, han beneficiado y apoyado mis estudios del doctorado en el exterior, y de esta manera poder desarrollar conocimientos científicos para colaborar con el progreso del país.



Resumen

En años recientes, el tráfico de datos a nivel mundial está creciendo significativamente. Debido a esto, los nuevos sistemas de telecomunicaciones buscan incrementar las velocidades de transmisión con amplia área de cobertura.

Para satisfacer la demanda actual, los nuevos sistemas de comunicaciones se mueven a nuevas bandas de frecuencias del espectro radioeléctrico, en especial en el rango de ondas milimétricas, debido al mayor ancho de banda utilizable y menor interferencia, lo que permite una considerable reducción del tamaño de las antenas.

En estos nuevos sistemas se usan satélites que generan decenas de haces, con un esquema de reutilización de frecuencias y polarizaciones, aumentando la capacidad y el número de usuarios. Además, para facilitar las nuevas demandas de los usuarios, los futuros sistemas de telecomunicaciones requieren la integración de servicios multimedia avanzados a través de redes heterogéneas, tales como las redes fijas terrestres e inalámbricas.

Para los retos mencionados, las lentes y sus variantes son soluciones prometedoras. Las lentes tienen propiedades interesantes porque generalmente poseen bajas pérdidas y una gran directividad, que son los requisitos básicos que deben cumplir las antenas para estos nuevos sistemas de comunicaciones.

El objetivo de esta tesis es proponer el uso de la Teoría de Modos Característicos para facilitar el diseño, la optimización y el análisis de lentes metálicas con alta ganancia sobre un gran ancho de banda, manteniendo un tamaño compacto en la estructura.

El análisis mediante la Teoría de Modos Característicos se ha utilizado como punto de partida para evaluar el comportamiento modal y proporcionar una visión física de las características de radiación de la estructura metálica en un determinado rango de frecuencias. En este trabajo se realiza un estudio de los modos característicos de los principales cuerpos geométricos regulares con simetría de revolución, para ver su potencial en cuanto a ser empleados en el diseño de las lentes metálicas. Específicamente, se investiga la significancia modal, el ángulo característico y la contribución de cada modo a la potencia radiada total cuando incide una onda plana en el cuerpo conductor.

Utilizando la información proporcionada por los autovalores, se optimiza la forma y el tamaño de la estructura metálica. Adicionalmente, se selecciona la estructura de alimentación óptima que permita excitar el modo deseado en la estructura. Seguidamente, se propone un método alternativo para el cálculo del punto focal de la estructura metálica.

Además, en esta tesis se estudian los alimentadores de lentes más importantes que se han desarrollado en los últimos años y se proponen dos alimentadores prácticos con un bajo nivel de polarización cruzada, para operar en las banda de frecuencias de microondas y milimétricas.

Al estudiar las lentes, se comienza comparando y describiendo las técnicas más utilizadas en el diseño de estas estructuras. Seguidamente, se aplica la Teoría de Modos Característicos para el diseño de diversos tipos de lentes metálicas. En primer lugar, se

analiza las corrientes modales en diversas estructuras metálicas, para luego con esta información diseñar lentes de bajo perfil. Luego se aplica el mismo enfoque para antenas con estructuras de una sola capa, que tienen dimensiones físicas más grandes. Posteriormente, se estudia y diseña una lente metálica de dos capas, y se analizan diversas combinaciones de estructuras metálicas para conseguir mayor directividad en la antena. Además, se diseña una lente metálica de tres capas y una antena de una sola capa con doble alimentación. Finalmente, se propone una lente para una estación base dual en polarización y con posibilidad de obtener hasta cuatro modos de radiación ortogonales.

En el último capítulo de esta tesis, se presentan los prototipos y se evalúan las prestaciones de las siguientes antenas: La lente metálica de una capa formada por un anillo metálico central rodeado por un conjunto de ocho anillos pequeños, la antena formada por dos anillos de diferente diámetro distribuidos en dos capas, una nueva lente de bajo perfil formada por doce anillos metálicos distribuidos en una sola capa y dispuestos a lo largo de un círculo y una lente de bajo perfil formada por dos anillos con tiras metálicas cortocircuitando ambos anillos. En esta parte, se describen las principales medidas realizadas de ganancia, eficiencia y polarización cruzada de las lentes mencionadas. Los diseños son verificados, consiguiendo muy buenos resultados de ganancia en un amplio ancho de banda, validando de esta manera la técnica propuesta.

Abstract

In recent years, the worldwide data traffic is increasing significantly. Consequently, the new telecommunications systems seek to increase the data transmission rate with a wide coverage area.

To cope with the current demand, the new communications systems move to new frequency bands of the radio spectrum, especially in the range of millimeter waves, because of the greater bandwidth available and less interference, what allows considerable size reduction of the antennas.

In these new systems, satellites that generate multiple beams are used with a frequency and polarization reuse scheme, increasing the capacity and the number of users. Moreover, to facilitate new user demands, the future telecommunications systems require the integration of advanced multimedia services through heterogeneous networks, such as fixed terrestrial and wireless networks.

To cope with these challenges, lens antennas and their variants are promising solutions. Lenses have interesting properties because they have generally low losses and great directivity, which are the basic requirements that antennas must satisfy for these new communications systems.

The aim of this thesis is to propose the use of the Theory of Characteristic Modes to facilitate the design, optimization and analysis of metallic lenses with high gain in a large bandwidth, achieving a compact size for the structure.

The analysis with the Theory of Characteristic Modes has been used as a starting point to evaluate the modal behavior and provide a physical insight of the radiation characteristics of the metallic structure in a certain frequency range. In this work, a study of the characteristic modes of the main regular geometric objects with symmetry of revolution is carried out, to investigate its potential to be employed in the design of the metallic lenses. Specifically, the modal significance and characteristic angle is investigated, along with the contribution of each mode to the total radiated power when illuminating the conducting body by a plane wave.

Using the information considered by the eigenvalues, the shape and size of the metallic structure is optimized and the optimal feeding is determined, which allows to excite the desired mode in the structure. Then, an alternative method is proposed to calculate the focal point of the metallic structure.

Furthermore, in this thesis we study the most important lens feeders that have been developed in recent years, and two practical feeders with low cross polarization level are proposed to operate in microwave and millimeter-wave frequencies.

When studying the lenses, we begin to compare and describe the techniques most used in the design of these structures. Then, the Theory of Characteristic Modes is applied to the metallic lenses design. First, the modal currents are analyzed in various metallic structures, and then this information is used to design low profile lenses. The same

approach is then applied to antennas with single-layer structures, which have larger physical dimensions. Subsequently, a two-layer metallic lens is studied and designed, and various combinations of the metallic structures are analyzed to achieve greater directivity. In addition, a three-layer metallic lens and a single-layer antenna with double feeder are designed. Finally, a lens is proposed for a dual-polarization base station, with the possibility of obtaining up to four orthogonal radiation modes.

The last chapter of this thesis presents the prototypes and the performance of the following antennas: a single-layer lens formed by a central circular metallic ring surrounded by a set of eight metallic rings, an antenna formed by two metallic rings of different diameter distributed in two layers, a new low-profile metallic lens antenna formed by twelve metallic rings distributed in a single layer and arranged along a ring, and a low-profile lens antenna formed by two metallic rings with strips short-circuiting both rings. In this part, the main measurements of gain, efficiency and cross polarization are presented for the aforementioned lenses. The designs are verified, obtaining good results in a wide bandwidth, thus validating the proposed technique.

Resum

En anys recents, el tràfic de dades a nivell mundial està creixent significativament. A causa d'això, els nous sistemes de telecomunicacions busquen incrementar les velocitats de transmissió amb àmplia àrea de cobertura.

Per satisfer la demanda actual, els nous sistemes de comunicacions es mouen a noves bandes de freqüències de l'espectre radioelèctric, especialment en la franja d'ones mil·limètriques, a causa del major ample de banda utilitzable i menor interferència, cosa que permet una considerable reducció del tamany de les antenes.

En aquests nous sistemes s'usen satèl·lits que generen desenes de feixos, amb un esquema de reutilització de freqüències i polaritzacions, augmentant la capacitat i el nombre d'usuaris. A més, per a facilitar les noves demandes dels usuaris, els futurs sistemes de telecomunicacions requereixen la integració de serveis multimèdia avançats a través de xarxes heterogènies, tals com les xarxes fixes terrestres i sense fils.

Per als reptes esmentats, les lents i les seues variants són solucions prometedores. Les lents tenen propietats interessants perquè generalment posseeixen baixes pèrdues, i una gran directivitat, que són els requisits bàsics que han de complir les antenes per a aquests nous sistemes de comunicacions.

L'objectiu d'aquesta tesi és proposar l'ús de la Teoria de Modes Característics per a facilitar el disseny, l'optimització i l'anàlisi de lents metàl·liques amb alt guany sobre una gran amplada de banda, mantenint una grandària compacta en l'estructura.

L'anàlisi mitjançant la Teoria de Modes Característics s'ha utilitzat com a punt de partida per a avaluar el comportament modal i proporcionar una visió física de les característiques de radiació de l'estructura metàl·lica en un determinat rang de freqüències. En aquest treball es realitza un estudi dels modes característics dels principals cossos geomètrics regulars amb simetria de revolució, per a veure el seu potencial quant a ser emprats en el disseny de les lents metàl·liques. Específicament, s'investiga la significança modal, l'angle característic i la contribució de cada mode a la potència radiada total quan incideix una ona plana en el cos conductor.

Utilitzant la informació proporcionada pels autovalores, s'optimitza la forma i la grandària de l'estructura metàl·lica. Adicionalment, se selecciona l'estructura d'alimentació òptima que permeti excitar el mode desitjat en l'estructura. Seguidament, es proposa un mètode alternatiu per al càlcul del punt focal de l'estructura metàl·lica.

A més, en aquesta tesi s'estudien els alimentadors de lents més importants que s'han desenvolupat en els últims anys, i es proposen dos alimentadors pràctics amb un baix nivell de polarització creuada, per a operar en les bandes de freqüències de microones i mil·limètriques.

En estudiar les lents, es comença comparant i descrivint les tècniques més utilitzades en el disseny d'aquestes estructures. Seguidament, s'aplica la Teoria de Modes Característics per al disseny de diversos tipus de lents metàl·liques. En primer lloc, s'analitzen

els corrents modals en diverses estructures metàl·liques, per a després amb aquesta informació dissenyar lents de baix perfil. Després s'aplica el mateix enfocament per a antenes amb estructures d'una sola capa, que tenen dimensions físiques més grans. Posteriorment, s'estudia i dissenya una lent metàl·lica de dues capes, i s'analitzen diverses combinacions d'estructures metàl·liques per a aconseguir major directivitat en l'antena. A més, es dissenya una lent metàl·lica de tres capes i una antena d'una sola capa amb doble alimentació. Finalment, es proposa una lent per a una estació base dual en polarització, i amb possibilitat d'obtenir fins a quatre modes de radiació ortogonals.

En l'últim capítol d'aquesta tesi, es presenten els prototips i s'avaluen les prestacions de les següents antenes: Una lent metàl·lica d'una capa formada per un anell metàl·lic central envoltat per un conjunt de huit anells xicotets, una antena formada per dos anells de diferent diàmetre distribuïts en dues capes, una nova lent de baix perfil formada per dotze anells metàl·lics distribuïts en una sola capa i disposats al llarg d'un cercle, i una lent de baix perfil formada per dos anells amb tires metàl·liques curtcircuitant tots dos anells. En aquesta part, es descriuen les principals mesures realitzades de guany, eficiència i polarització creuada de les lents esmentades. Els dissenys són verificats, aconseguint molt bons resultats de guany en una àmplia amplada de banda, validant d'aquesta manera la tècnica proposada.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Estado del arte sobre lentes	2
1.2. Motivación	3
1.3. Objetivos de la tesis	4
1.3.1. Objetivo general.	4
1.3.2. Objetivos específicos.	4
1.4. Metodología.	5
1.5. Estructura de la tesis.	6
2. Teoría de Modos Característicos en el diseño de antenas	9
2.1. Estudio previo de modos característicos.	10
2.2. Ecuaciones integrales de superficie en un cuerpo conductor PEC.	12
2.2.1. Ecuaciones de Maxwell	12
2.2.2. Ecuación de Potencial.	13
2.2.3. Análisis de problemas de difracción.	14
2.2.4. Método de los momentos (MoM).	15
2.2.4.1. Métodos computacionales	17
2.2.4.2. Discretización de corrientes	19
2.3. Formulación de los modos característicos	21
2.3.1. Derivación convencional	21
2.3.2. Potencia compleja	22
2.3.3. Ortogonalidad de modos característicos.	24
2.4. Interpretación física de la TMC.	25
2.4.1. Ángulo característico.	26
2.4.2. Significancia modal	26
2.4.3. Factor de calidad modal.	27
2.5. La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.	28
2.5.1. Estructuras 2D	28
2.5.1.1. Anillo PEC	28
2.5.1.2. Comparación con otras estructuras planas	32
2.5.1.3. Análisis paramétrico del modo J_1	36
2.5.2. Modos característicos de estructuras en 3D	41
2.5.2.1. Análisis detallado de anillos con simetría.	41
2.5.2.2. Análisis de cuerpos geométricos 3D	62
2.5.3. Análisis de campo cercano	76

2.6. Conclusiones	78
3. Análisis y diseño de lentes metálicas	81
3.1. Introducción	81
3.2. Visión general de las lentes	83
3.2.1. Lentes dieléctricas homogéneas y heterogéneas	83
3.2.2. Lentes metálicas	86
3.2.3. Tecnología planar de antenas	88
3.2.4. Aplicaciones	91
3.3. Fundamentos matemáticos de las lentes	91
3.3.1. Lentes dieléctricas	91
3.3.2. Lentes zonales	92
3.3.3. Lentes metálicas	93
3.4. Principales parámetros de las lentes	94
3.4.1. Directividad y ganancia	94
3.4.2. Eficiencia de una lente metálica plana	96
3.5. Cálculo del punto focal	97
3.5.1. Incidencia con onda plana	98
3.6. Análisis modal por incidencia de onda plana en el objeto PEC	104
3.7. Alimentaciones para lentes	107
3.7.1. Guías de onda metálicas	107
3.7.1.1. Guías de onda rectangular	108
3.7.1.2. Guía de onda circular	108
3.7.1.3. Guía de onda circular con anillo resonante	109
3.7.1.4. Guía de onda circular con cilindro	111
3.7.2. Ejemplo de diseño de la lente	114
3.7.3. Ejemplos de realización práctica de alimentadores.	119
3.7.3.1. Alimentador para la banda de 10 GHz a 14 GHz	119
3.7.3.2. Alimentador para la banda de 19 GHz a 22 GHz	121
3.8. Conclusiones	123
4. Diseño de lentes metálicas usando la Teoría de Modos Característicos	125
4.1. Introducción	125
4.2. Anillo metálico eléctricamente grande	128
4.2.1. Análisis mediante la TMC	128
4.2.2. Análisis del punto focal	131
4.2.3. Determinación del tipo de alimentación principal	131
4.2.4. Resultados de la simulación	131
4.3. Conjunto de dos anillos metálicos de diferente diámetro	133
4.3.1. Análisis mediante la TMC	134
4.3.2. Estructura de la antena	138
4.3.3. Resultados	140
4.3.3.1. Conjunto de anillos con dimensiones más grandes	142
4.4. Anillos cortocircuitados	145
4.4.1. Análisis mediante la TMC	146
4.4.2. Análisis de onda plana (Punto focal)	146
4.4.3. Estructura de la lente	147

4.4.4.	Resultados de la simulación	147
4.5.	Diseño de una lente metálica de dos capas	150
4.6.	Anillo central rodeado de 8 anillos metálicos	153
4.6.1.	Estudio mediante la TMC	155
4.6.2.	Cálculo del punto focal	157
4.6.3.	Resultados de la simulación	160
4.7.	Conjunto de 12 anillos metálicos	163
4.7.1.	Estudio mediante la TMC del conjunto de 12 anillos	164
4.7.2.	Lente metálica de 12 anillos con la estructura de alimentación	166
4.7.3.	Resultados simulados	169
4.8.	Conjunto de 12 cilindros metálicos	170
4.9.	Lente con doble alimentación	174
4.9.1.	Estudio mediante la TMC de la lente con doble alimentación	175
4.9.2.	Diseño de la doble alimentación y resultados simulados	177
4.10.	Lente metálica de 3 capas	178
4.10.1.	Estudio de la distancia focal y estructura de la antena	178
4.10.1.1.	Resultados de la simulación	180
4.10.2.	Diseño de la triple alimentación y la lente metálica de 3 capas	182
4.11.	Lente metálica para estaciones base 5G	185
4.11.1.	Estudio de la lente mediante la TMC	186
4.11.2.	Estructura de alimentación	186
4.11.3.	Resultados simulados	187
4.12.	Conclusiones	189
5.	Prototipos de validación	193
5.1.	Introducción	193
5.2.	Fabricación de prototipos	193
5.2.1.	Banda de 10-14 GHz	194
5.2.1.1.	Lente formada por un anillo central con 8 anillos pequeños alrededor	194
5.2.1.2.	Lente compuesta por un conjunto de 12 anillos metálicos	196
5.2.2.	Banda de 19-22 GHz	200
5.2.2.1.	Lente metálica de dos capas formada por dos anillos de distinto diámetro	200
5.2.2.2.	Lente de una capa formada por dos anillos metálicos cortocircuitados	203
5.2.2.3.	Lente metálica de una capa formada por un anillo eléctricamente grande.	205
5.3.	Resumen	207
6.	Conclusiones y trabajos futuros	209
6.1.	Resumen de los resultados obtenidos	209
6.2.	Conclusiones	211
6.3.	Trabajos futuros	212
A.	Eficiencia de una lente metálica	213
A.1.	Análisis para una sola capa	213

ÍNDICE GENERAL

B. Cámara anecoica	217
B.0.1. Hardware	217
Bibliografía	219
Publicaciones relacionadas	237

Capítulo 1

Introducción

El tráfico de datos a nivel mundial está creciendo de forma exponencial en los últimos años [1–3]. Además los usuarios requieren velocidades de conexión de dispositivos móviles cada vez mayores, con objetivos para la próxima década de velocidades de 1 Gb/s y centenares de usuarios en una celda [4].

Para facilitar las demandas de los usuarios, los nuevos sistemas de telefonía celular 5G han incrementado el número de bandas de frecuencia por debajo de los 6 GHz y también está previsto a medio plazo que se incluyan nuevas bandas a frecuencias de milimétricas. Los cambios más importantes van a ser el incremento del número de estaciones base y la disminución del tamaño de las mismas [5–7]. Para aumentar la capacidad, se requiere que las celdas tengan antenas con múltiples haces [8]. Por tanto, el aumento de la velocidad de transmisión es un reto a alcanzar [9, 10].

Por otra parte, aparece una creciente demanda de comunicaciones de banda ancha para entornos móviles. Cabe destacar la necesidad de satisfacer la conectividad de trenes, autobuses, aviones y barcos con soluciones de bajo coste para los usuarios finales. En todos estos casos, la solución más efectiva en la actualidad es el uso de sistemas de satélites en órbita geostacionaria en bandas X, Ku y Ka [11, 12]. Destacan muy especialmente los satélites HTS (*High Throughput Satellite*) de alta capacidad en banda Ka [13]. En estos sistemas de alta capacidad, se usan satélites que generan decenas de haces, con un esquema de reutilización de frecuencias y polarizaciones, aumentando la capacidad y el número de usuarios. Estos sistemas van a requerir nuevos diseños en banda de milimétricas, que funcionen con polarizaciones circulares y además con la posibilidad de apuntamiento del haz. Se requiere asimismo la integración de servicios avanzados en redes terrestres [13–16].

Hay muchas opciones para diseñar antenas directivas a frecuencias de microondas y milimétricas, entre las que cabe destacar los reflectores, las agrupaciones de antenas tipo parche, las agrupaciones de ranuras, los reflectarrays y finalmente las lentes.

Las lentes se utilizan ampliamente a frecuencias ópticas, y en menor proporción a frecuencias de milimétricas, donde los reflectores parabólicos tienen ventajas desde el punto de vista de eficiencia.

Las lentes dieléctricas funcionan en transmisión, pueden tener prestaciones similares a los reflectores, pero hay inconvenientes, como las pérdidas en el dieléctrico, las pérdidas por reflexión en las discontinuidades y el peso.

Una alternativa a las lentes dieléctricas son las lentes metálicas, como las de tipo Fresnel, o las lentes con metamateriales equivalentes a dieléctricos. En esta tesis se plantea este tipo de antenas, con los objetivos de conseguir un gran ancho de banda, la posibilidad de múltiples haces y la simplicidad en el diseño final.

1.1. Estado del arte sobre lentes

Las antenas de tamaño resonante se analizan a partir de las corrientes, mientras que en las antenas grandes en términos de longitud de onda (λ), la radiación se puede obtener a partir de la distribución de campos en la apertura [17]. Como ejemplo de estas antenas, se pueden citar las guías de onda, bocinas, reflectores y las lentes [18].

Las antenas que utilizan reflectores parabólicos permiten transformar una onda esférica en una onda plana. En la práctica se sitúan en el alimentador primario, en el foco, y las ondas reflejadas en el reflector parabólico acaban teniendo la misma fase. Las lentes electromagnéticas utilizan el mismo principio, pero se usan en transmisión en vez de reflexión [17].

La lente electromagnética es una estructura tridimensional a través de la cual se transmite una onda electromagnética y se genera un frente de onda plano. Se pueden elegir materiales homogéneos o inhomogéneos. En este segundo caso, el índice de refracción se hace variar en función de la posición. El objetivo en los dos casos es conseguir un frente de onda plano [19]. Las lentes fueron ampliamente investigadas durante el desarrollo temprano de antenas de microondas [20] y en el procesamiento de imágenes [21–26].

El alimentador o antena de alimentación es un medio de iluminar la antena secundaria (reflector o lente). Este tipo de antena puede tener muchas formas y tamaños diferentes. En general, son antenas de baja directividad, que iluminan eficientemente el reflector o la lente. Los parámetros más importantes a considerar son la relación distancia focal a diámetro y el ancho de haz del alimentador primario. Lo más habitual es utilizar como alimentador guías de onda, bocinas o antenas impresas, tales como parches microstrip [18].

Las lentes esféricas tienen propiedades muy interesantes, dada su simetría de revolución. Se pueden utilizar múltiples alimentadores primarios que comparten la misma lente para producir haces que apuntan en diferentes direcciones [27, 28]. Esta clase de lentes son encontradas en la literatura hacia 1940, donde se consideraban dos clases de esas lentes: las lentes de índice constante y las de índice variable o lente de Luneburg [29]. Algunos avances que hay que destacar son el escalonamiento de los valores de la constante dieléctrica [30], las características de radiación y optimización de la lente de Luneburg no uniforme [31] y la estabilización del centro de fase de una bocina con apertura compacta [32]. Desde el punto de vista teórico, destaca el método analítico basado en la expansión modal esférica para comparar las prestaciones de radiación de la lente de Luneburg con la lente mitad ojo de pez (*fish-eye*) de Maxwell [33].

Como antenas multihaz, también cabe destacar la lente de Rotman [34]. Recientemente, este tipo de lentes multihaz han sido estudiadas en la banda de frecuencias milimétricas y de microondas usando nuevas tecnologías de guiado [35–39].

Las lentes homogéneas son una solución compacta, ya que la lente solo está formada por un solo material dieléctrico [27, 40]. Se analizan utilizando el principio de la óptica geométrica [41]. En una de las primeras aplicaciones de estas lentes, se propuso una antena para radiar un haz de exploración sin distorsión cuando es iluminado por una fuente en movimiento [42]. Las lentes homogéneas se han utilizado como correctoras de fase para bo-

cinas. La lente comúnmente se posiciona en la apertura de la bocina metálica y la corrección de fase permite modificar el diagrama de radiación, mejorando la directividad [43,44].

Hay muchas referencias sobre lentes dieléctricas. Se destacan algunos ejemplos: En [45], se realiza el análisis electromagnético de la lente cilíndrica homogénea. En [46], se estudiaron las lentes utilizando el método de coordenadas complejas. En [47], se diseñó una lente cilíndrica homogénea de índice escalonado para cambiar la sección transversal en lugar del propio material de la lente. En este ámbito, también se han estudiado una lente dieléctrica sólida con el radio igual al radio exterior de un toroide [48]. Recientemente, se han comparado una lente compacta tridimensional de alta ganancia con una lente de gran volumen, y una lente zonal de Fresnel en la banda Q [49].

El problema de las lentes anteriormente descritas es el tamaño voluminoso que tienen, especialmente en aplicaciones de ondas milimétricas para comunicaciones de alta velocidad de datos [50]. Sus estructuras pueden tener una profundidad no despreciable. Algunas inclusive pueden llegar a tener tamaños de varios centímetros, lo que puede llegar a complicar su implementación en sistemas reales. Se ha realizado un gran esfuerzo para reducir el tamaño de las lentes dieléctricas. El comportamiento electromagnético de este tipo de lentes ha sido documentado [51,52].

En las lentes escalonadas, el espesor de la lente dieléctrica se reduce mediante la eliminación de placas de espesor de múltiplos de una longitud de onda [53], de esta manera se consigue un frente de onda plano. La implementación plana de este tipo de lentes se ha estudiado desde la década de los 90. Se destacan las siguientes referencias para aplicaciones de ondas milimétricas y de microondas [54–59].

Otro desarrollo de lentes zonales es la lente de placa zonal de Fresnel [60,61]. En [62], se explica el análisis electromagnético de este tipo de lentes, y en [63] se realiza el análisis de los diferentes tipos de antenas de lentes dieléctricas más utilizadas. Estas lentes han sido ampliamente usadas para corregir la fase de la antena alimentadora [64], para el estudio comparativo a frecuencias de microondas y terahercios [65], el análisis a frecuencias milimétricas [66–68] y la generación de una agrupación hexagonal de lentes planas [69].

1.2. Motivación

En los últimos años, ha habido un intento de encontrar nuevos materiales con propiedades electromagnéticas que no pueden ser encontradas en la naturaleza [70]. Bajo la denominación de metamateriales se engloban conceptos ya conocidos como estructuras periódicas [71], dieléctricos artificiales, estructuras EBG [72], superficies polarizadoras [73] y superficies selectivas en frecuencia (FSS). En la presente tesis se plantea como objetivo utilizar superficies metálicas como elementos de cambio de fase de las ondas incidentes, dependiendo de la impedancia equivalente de la superficie difractante. La novedad con respecto a estudios previos son las dimensiones de las celdas unidad, que son superiores a una longitud de onda.

En el Grupo de Radiación Electromagnética de la UPV se está trabajando en el análisis de antenas lentes metálicas planas de bajo perfil, utilizando superficies selectivas en frecuencia moduladas espacialmente. Las lentes se iluminan a partir de una guía de ondas abierta [74]. También se ha utilizado la denominación equivalente de array de aperturas (MHA, *Metallic Hole Array*) [75]. Este tipo particular de estructuras ha sido utilizada para crear lentes planas de microondas alimentadas en un único punto [76] o agrupaciones de dos

lentes [77]. Otras referencias externas a la UPV que sirven como punto de inicio son las antenas para aplicaciones de radar para automóviles a frecuencias de onda milimétricas [78], el desarrollo de bajo coste de una lente metálica a frecuencia de terahertzios [79], el diseño de una lente plana para aplicaciones MIMO [80], las lentes planas de bajo perfil a partir de metasuperficies [81–84] y la lente metálica formada por 4 capas con elementos individuales que tienen celdas unidad con dipolos en forma de cruz y de diferentes dimensiones [85].

La tesis también está motivada por la experiencia previa del grupo de investigación en la Teoría de Modos Característicos. La idea inicial fue el uso de modos de estructuras con simetría de revolución con gran ancho de banda. Era conocido que estos modos requieren resonadores abiertos y dimensiones comparables a la longitud de onda. Se sugirió por parte de los directores de la tesis la combinación de los conceptos de dieléctricos artificiales y el análisis modal.

La tesis ha contado con la una beca para Estudios de Posgrado otorgada por la Universidad Nacional de Chimborazo (UNACH).

1.3. Objetivos de la tesis

Los objetivos de esta tesis son:

1.3.1. Objetivo general.

El objetivo general es desarrollar nuevos diseños de lentes de bajo perfil basados en superficies metálicas multicapa para la banda de microondas y ondas milimétricas, evaluando diferentes geometrías de lentes y proponiendo nuevas metodologías de diseño basadas en la Teoría de Modos Característicos.

El objetivo general abarca investigaciones teóricas, análisis numérico y evaluación de los diseños propuestos para un entorno de aplicación real. Por lo expuesto, para cumplir este objetivo, se debe llevar a cabo ciertos objetivos específicos que se indican a continuación.

1.3.2. Objetivos específicos.

1. Analizar los modos característicos de estructuras metálicas con geometría de revolución.
 - a) Determinar la forma de incrementar el ancho de banda de la estructura a partir de modos de banda ancha, por combinación de corrientes.
 - b) Estudiar los modos de agrupaciones metálicas regulares, especialmente en geometrías circulares.
 - c) Análisis mediante modos característicos de estructuras tridimensionales, mediante el acoplamiento de varios resonadores.
2. Diseñar lentes metálicas, analizando las corrientes como antenas de apertura iluminadas desde guías de onda.
 - a) Diseñar lentes de alta ganancia a frecuencias de microondas basadas en estructuras metálicas iluminadas por una guía de onda circular.

- b) Combinar estructuras multicapa que permitan conseguir antenas con diagramas de radiación unidireccional.
 - c) Realizar una propuesta de un método de diseño para lentes metálicas basado en los modos característicos.
3. Estudiar las lentes metálicas para agrupaciones de antenas en aplicaciones satelitales.
 4. Presentar la fabricación, caracterización y validación experimental de varios prototipos de lentes metálicas.

1.4. Metodología.

Para el desarrollo de este trabajo, se ha seguido la siguiente metodología:

- Revisión del estado del arte. La consulta y actualización del estado del arte se realizó a través de repositorios de datos científicos tales como IEEE Xplore, las bases de datos indexadas en la WoS (*Web of Science*) especializadas en antenas y microondas, con el fin de examinar los avances realizados en las lentes metálicas y temas afines, para establecer el estado del arte de la temática propuesta.
- Propuesta de posibles soluciones y estudio de las mismas mediante herramientas de simulación adaptadas a cada problema analizado. Las empresas que desarrollan los simuladores electromagnéticos, tales como FEKO y CST Suite Studio, han incorporado el análisis de modos característicos en sus productos. Esta herramienta de análisis ha supuesto un incremento muy notable en la utilización de la Teoría de Modos Característicos. Es por ello que estos simuladores han sido la herramienta para el desarrollo del presente trabajo. Además, se ha considerado el uso de un código propio para analizar los modos característicos de las estructuras propuestas, que el GRE ha desarrollado. El análisis modal para el diseño de las lentes se realizó a través de diversos cuerpos arbitrarios en 3D. Los aspectos fundamentales para analizar son la distribución de corrientes inducida en la estructura y la estabilidad de los diagramas debido a los modos en la estructura. Además, se analizó el acoplo mutuo en agrupaciones finitas de elementos no-idénticos (coplanares o multicapa) y con diferentes separaciones. Se estudió la información obtenida (autovalores, ángulo característico, campo modal, etc.) y su relación con el campo dispersado al incidir una onda plana.
- Selección de las mejores soluciones para su validación experimental. Se realizó la estimación de la distribución de amplitud y fase en la lente plana de microondas para poder conseguir el diagrama de radiación necesario, así como del número máximo de capas a utilizar y del espaciado entre ellas, intentando mantener un bajo perfil en la antena.
- Construcción y medida de las mejores soluciones. La validación práctica de los mejores diseños se llevó a cabo mediante la fabricación y medida (caracterización) de dichas estructuras. En el laboratorio del Grupo de Radiación Electromagnética (GRE) del Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (iTEAM), se dispone del equipamiento necesario para realizar las actividades de caracterización, para de esta manera validar los resultados obtenidos en las fases anteriores mediante simulación electromagnética.

- Evaluación de los resultados, comparación con diseños de referencia y extracción de conclusiones. Los resultados más relevantes por su contenido teórico o de diseño que impliquen una novedad en la materia han sido publicados en artículos y enviados a revistas indexadas o congresos relacionados con la temática a nivel nacional e internacional. Los congresos proporcionan información actualizada de los avances y novedades que se producen sobre el tema en otros centros de investigación a nivel mundial.

1.5. Estructura de la tesis.

Esta tesis está organizada de la siguiente manera:

Capítulo 2: Se presenta una breve introducción a la Teoría de Modos Característicos (TMC). Estos modos son importantes para analizar las corrientes en la estructura metálica. Se comienza realizando un revisión rápida de los primeros estudios realizados y luego se describen las ecuaciones matemáticas necesarias para resolver y comprender los modos característicos. Primero, se introduce la teoría electromagnética. En segundo lugar, se proporciona una breve introducción del método de los momentos, que permite la resolución de ecuaciones integrales. Además, se realiza un resumen completo de cada atributo modal (ángulo característico y significancia modal), así como varios ejemplos de cálculo de los modos en cuerpos geométricos regulares simples.

Capítulo 3: Se introduce el concepto de las lentes dieléctricas, zonales y de metal. Se expone el principio matemático de funcionamiento de las lentes, donde se indican los métodos más empleados para calcular el punto focal de la estructura, proporcionando las pautas de diseño más fundamentales. Además, se describen las corrientes modales de agrupaciones finitas de elementos. Para el análisis de agrupaciones regulares de elementos, se ha empezado con agrupaciones finitas de anillos. El análisis de modos característicos se ha usado para evaluar el comportamiento modal de los anillos dentro del rango de 10 – 12 GHz y de 19 – 21 GHz. En el análisis mediante la TMC, la atención especial se centra en la significancia modal, el ángulo característico y la contribución en potencia de los modos cuando se tiene incidencia de onda plana. Además, se indica el análisis de dos anillos metálicos cortocircuitados. Finalmente, se calculan los puntos focales de las estructuras propuestas y se propone dos alimentaciones para lentes que se utilicen en la banda de 10 GHz a 14 GHz y de 19 GHz a 22 GHz.

Capítulo 4: Se presenta una propuesta de un método sistemático de diseño de lentes metálicas basado en los modos característicos. Tras el análisis realizado de los modos de la estructura metálica, se extraerá un método de diseño lo más sistemático posible para el diseño de la lente. Usando este enfoque, se plantean las siguientes lentes metálicas:

- Para la banda de 10 GHz a 14 GHz, se propone una lente de bajo perfil de una sola capa formada por dos conjuntos de anillos concéntricos con el que se consigue mejorar la polarización cruzada de la antena de alimentación. También se presenta la lente constituida por doce anillos metálicos y, utilizando la misma configuración pero cambiando los anillos por cilindros pequeños, se mejora la directividad.
- Además, para el intervalo de 19 GHz a 22 GHz, se presenta la lente formada por solo un anillo metálico con el que se ha logrado una gran directividad, así como la estructura formada por dos anillos en dos capas, donde la antena resultante tienen un buen

nivel de adaptación y una directividad uniforme en un amplio ancho de banda. Para mejorar el ancho de banda, se diseña una antena formada por dos anillos metálicos cortocircuitados, que al combinar con un anillo metálico, se consigue una gran directividad. Además, con el objetivo de incrementar la ganancia, se propone un divisor de potencia que alimenta cada una de las aperturas circulares a partir de una guía de onda rectangular. Al alimentar la lente plana de una sola capa constituida por un conjunto de anillos metálicos, se consigue una mejora de la ganancia con respecto a la radiación de las dos aperturas circulares. Finalmente, se presenta el diseño de una lente metálica de tres capas alimentada por una apertura cuadrada con un plano de masa, agregando la agrupación constituida por tres aperturas cuadradas con plano de masa que alimentan la lente de tres capas con mayores dimensiones eléctricas.

- Se presenta una lente dual en polarización y con la posibilidad de tener hasta cuatro modos de radiación ortogonales en la banda de 3.4 GHz a 6 GHz, con el propósito de demostrar el estudio de viabilidad de la lente para una estación base.

Los modelos de las lentes se simulan con materiales empleados en la práctica para su construcción. A continuación, se observa el campo eléctrico, la directividad y el acoplo mutuo.

Capítulo 5: En esta parte se muestra la validación práctica de los principales diseños realizados mediante la fabricación y medida (caracterización) de dichas estructuras. En este capítulo se muestra la construcción de los siguientes prototipos:

- Lente de una sola capa formada por un anillo central con 8 anillos de diámetro más pequeño alrededor, alimentada por una apertura circular con anillo resonante unida a una transición de guía rectangular a guía circular, para trabajar en la banda de 10 GHz a 14 GHz.
- Antena de bajo perfil constituida por 12 anillos metálicos alrededor de un círculo, con un alimentador compuesto por una guía de onda circular con anillo resonante unida a la transición de guía rectangular a circular para la banda de 9.5 GHz a 11.5 GHz.
- Lente conformada por dos anillos metálicos de diferente diámetro distribuidos en dos capas, para funcionar en la banda de 19 GHz a 22 GHz. La antena se encuentra alimentada por una apertura cuadrada con plano de masa.
- Lente de bajo perfil formada por dos anillos metálicos con tiras que cortocircuitan ambos anillos, alimentada por una transición de guía rectangular a una apertura cuadrada con plano de masa. La antena se propone para trabajar en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

Se exponen los resultados de las medidas realizadas de los diferentes parámetros de directividad, ganancia y adaptación en los prototipos fabricados.

Capítulo 6: En este apartado se presenta las conclusiones del trabajo realizado y se establecen las líneas futuras de investigación.

Capítulo 2

Teoría de Modos Característicos en el diseño de antenas

El objetivo principal de los diseñadores de antenas es conseguir antenas con las características de radiación deseadas en el menor tiempo posible. Para ello, en muchas ocasiones, se utilizan procedimientos de diseño efectivos apoyados en simuladores electromagnéticos, como pueden ser por ejemplo el empleo de técnicas de optimización basadas en el enjambre de partículas (*particle swarm*) [86, 87] o la aplicación de algoritmos genéticos [88, 89]). Estos métodos de diseño automatizados han demostrado ser efectivos, pero en el diseño se presta poca atención a la física del problema de radiación. Por el contrario, el enfoque de análisis y diseño de estructuras metálicas considerando la Teoría de Modos Característicos (TMC) conduce a determinar las corrientes y campos modales en el cuerpo conductor relacionados con las resonancias naturales de la estructura, los cuales proporcionan una visión más amplia del comportamiento físico de radiación y facilitan el diseño de la antena [90]. Cabe indicar que esta tesis se centrará principalmente en los modos de corriente superficial en el cuerpo conductor, como un paso inicial de diseño, seleccionando posteriormente la estructura de alimentación óptima para excitar el modo con la propiedad más interesante, en términos de su ancho de banda.

En este capítulo se introduce el estudio previo y los fundamentos de la TMC para cuerpos conductores PEC (*Perfect Electric Conductor*). Se formula la ecuación integral de campo eléctrico, partiendo de las ecuaciones de Maxwell, y se aplica el método de los momentos para discretizar la ecuación integral en ecuaciones matriciales. Con la matriz de impedancia y el teorema de Poynting, se desarrolla la ecuación de valores propios generalizada. Además, se describe la interpretación física del ángulo característico y la significancia modal. Al finalizar la unidad, se dan algunos ejemplos numéricos de aplicaciones, partiendo del análisis de un anillo PEC, el conjunto de dos anillos, y comparando con otras estructuras de geometrías similares en 3D. Los mejores resultados en significancia modal y en resonancia de los cuerpos geométricos mencionados, serán empleados en los siguientes capítulos para el diseño de lentes.

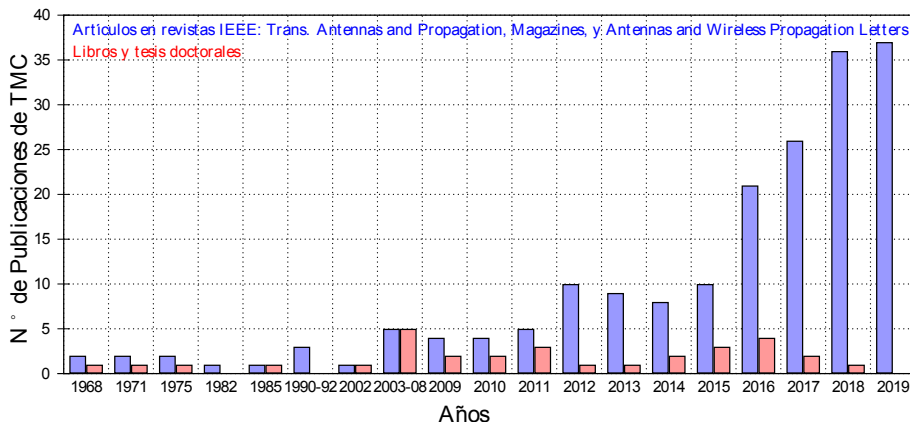


Figura 2.1: Publicaciones por año relacionadas con la TMC.

2.1. Estudio previo de modos característicos.

Las particularidades de la Teoría de los Modos Característicos (TMC) han dado lugar a una variedad de aplicaciones en la ingeniería de antenas. En esta sección se describen las principales investigaciones realizadas en el diseño de antenas empleando la TMC desde su propuesta inicial publicada en 1968.

La Fig. 2.1 muestra el número de publicaciones realizadas sobre la TMC en los últimos 50 años. Los datos estadísticos se han tomado de las publicaciones realizadas en revistas del IEEE: Transactions on Antennas and Propagation, Antennas and Propagation Magazine y Antennas and Wireless Propagation Letters, así como libros y tesis doctorales difundidas desde la década de 1960.

La TMC fue propuesta por primera vez por Garbacz en el año de 1968, donde se realizó el análisis y estudio de la dispersión de cuerpos conductores de estructuras simples, diagonalizando la matriz de scattering [91, 92]. Sin embargo, la obtención de estos modos no fue una tarea sencilla debido a su complejidad, por lo que el método para la obtención de los modos fue mejorado por Harrington y Mautz [93], donde llegaron a obtener los mismos modos a través de la diagonalización de la matriz de impedancia generalizada de los cuerpos [94].

Harrington, en sus trabajos, introdujo el concepto del Método de Momentos para la resolución de problemas electromagnéticos [95]. Este método, aplicado a la TMC, facilita la solución del problema de autovalores planteado, que al momento de su resolución proporciona un conjunto de modos de corrientes reales, denominados Modos Característicos [93]- [94].

Una de las primeras aplicaciones que desarrollaron Harrington y Mautz fue un procedimiento de síntesis para obtener la corriente real de una estructura, de modo que el diagrama de campo lejano del modo dominante se aproxime al diagrama de dispersión de un radar [96].

Además, Yee y Garbacz demostraron que se puede calcular con facilidad las admitancias de cualquier número de fuentes ubicadas a lo largo de un conductor delgado, una vez resueltas las corrientes características y los valores propios del hilo conductor segmentado [97]. Posteriormente, Newman propone utilizar los modos característicos de la estructura

de soporte, para determinar las ubicaciones óptimas de una antena pequeña compacta (*small antenna*) [98].

Garbacz y Pozar usaron la TMC para sintetizar la forma de una antena, de modo que el campo lejano del modo dominante se aproxime al diseñado [99]. Ellos investigaron alimentadores primarios, de tal manera que solo se pueda excitar el modo característico fundamental (deseado), mientras que los modos de orden superior de la estructura no contribuyan significativamente, esto para el caso TE y TM. Esta investigación fue la base para trabajos de diseños de alimentación para la excitación de plataformas, como el diseño de las antenas de un pequeño vehículo no tripulado [100] o la implementación de un conjunto de elementos inductivos no resonantes, integrados en posiciones predefinidas en la placa de un circuito impreso de un móvil, con múltiples antenas [101]. Otra importante contribución fue el estudio mediante la TMC de problemas de aperturas [102].

Después de estos primeros trabajos, esta teoría estuvo en desuso durante mucho tiempo. Sin embargo, en el año 2002, el Grupo de Radiación Electromagnética (GRE) de la Universitat Politècnica de València nuevamente retomó el tema realizando estudios sobre los modos característicos de diversas antenas de hilo [103], donde se demuestra que las propiedades de la antena se pueden mejorar combinando y estimulando adecuadamente los modos deseados. Asimismo, en [104] se empezaron a analizar las características de antenas planas, como las antenas tipo parche.

También en el GRE se ha investigado el uso de la TMC para el diseño de antenas para aplicaciones de telefonía móvil, MIMO y UWB [90, 105–108]. En [105] se presenta el análisis de la alimentación óptima para antenas tipo monopolo plano. En [90, 106] se propone utilizar la TMC en el diseño y la optimización de diferentes tipos de antenas para telefonía móvil. Se demuestra que al considerar la distribución de corrientes de los modos, se puede modificar la geometría de la estructura, para lograr las especificaciones deseadas y, adicionalmente, seleccionar una configuración de alimentación adecuada para excitar los modos deseados. Además, en [107] se propone una nueva antena MIMO, que consiste en un anillo metálico excitado en cuatro puntos, con configuraciones de fase específicas. Adicionalmente, se demuestra que la TMC puede ser usada para crear antenas compactas MIMO, con diagramas ortogonales, excitando un modo por puerto [108], como también para la mejora del ancho de banda de estructuras planas ranuradas [109]. Actualmente, en [110] se ha propuesto un procedimiento de diseño basado en la combinación de los modos eléctricos y magnéticos, junto con algunas pautas de optimización de antenas ranuradas con alimentación central, para obtener un ancho de banda de gran impedancia y buena estabilidad en el diagrama de radiación.

Los estudios recientes tomando como referencia esta Teoría han desarrollado aplicaciones más amplias en el diseño de antenas, como por ejemplo, la síntesis de la forma de antenas compactas [111, 112], el análisis de estructuras canónicas como cilindros o esferas [113], el análisis del ancho de banda de una agrupación de 2×2 elementos [114], el análisis de una antena de bajo perfil formada por una metasuperficie compuesta por tres capas metálicas sobre un plano de tierra y una línea microstrip [115] o el diseño de un sistema multiantena integrado en un modelo de avión militar [116]. Además, debido a la creciente demanda de dispositivos de comunicaciones móviles, el uso de la TMC ha ayudado a proponer un método de integración de un sistema de múltiples antenas para MIMO masivo (UWB Massive MIMO) [117–119], y en la mejora de la radiación en un sistema de antenas de cuatro puertos, que utiliza metasuperficies formadas por parches cuadrados [120].

2.2. Ecuaciones integrales de superficie en un cuerpo conductor PEC.

Las ecuaciones integrales de superficie junto con el Método de los Momentos (MoM) son ampliamente utilizadas para resolver problemas de dispersión en cuerpos conductores PEC [121]. El punto de partida del análisis serán las ecuaciones de Maxwell y las condiciones de contorno, pasando a formular las ecuaciones integrales de campo eléctrico en la superficie PEC, siguiendo con su representación en forma matricial.

2.2.1. Ecuaciones de Maxwell

Las ecuaciones de Maxwell son las ecuaciones fundamentales en electromagnetismo [70]. Si se considera una onda electromagnética que viaja e incide en un medio homogéneo, que tenga un valor de permitividad ϵ y permeabilidad μ , las ecuaciones de Maxwell en el dominio de la frecuencia (el factor de dependencia en el tiempo $e^{j\omega t}$ es suprimido), se puede expresar como [70, 121]:

$$\nabla \times \vec{E} = -\vec{M} - j\omega\mu\vec{H} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_e \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = \rho_m \quad (2.4)$$

donde \vec{E} es la intensidad de campo eléctrico, \vec{H} la intensidad de campo magnético, $\vec{D} = \epsilon\vec{E}$ la densidad de flujo eléctrico, $\vec{B} = \mu\vec{H}$ la densidad de flujo magnético, $\vec{J} = \sigma\vec{E}$ la densidad de corriente eléctrica, \vec{M} la densidad de corriente magnética, ρ_e la densidad de carga eléctrica, ρ_m la densidad de carga magnética, ϵ la permitividad, μ la permeabilidad y σ la conductividad.

Las ecuaciones (2.1), (2.2), (2.3) y (2.4) son independientes y válidas para todos los medios [70].

Adicionalmente, se puede escribir dos ecuaciones de continuidad relacionando el cambio de densidad de corriente y la densidad de carga, tal como se expresa en las ecuaciones (2.5) y (2.6).

$$\nabla \cdot \vec{J} = -j\omega\rho_e \quad (2.5)$$

$$\nabla \cdot \vec{M} = -j\omega\rho_m \quad (2.6)$$

Con estas ecuaciones se puede describir un problema electromagnético. Esto incluye la corriente inducida en un objeto por una onda entrante, así como la radiación producida a partir de una fuente conocida.

2.2.2. Ecuación de Potencial.

Para analizar las corrientes en un cuerpo arbitrario PEC cuando incide una onda electromagnética, se utiliza las ecuaciones (2.1) y (2.2). Además, se considera $\vec{M} = 0$, porque el objeto está compuesto sólo por material PEC. Este conjunto de ecuaciones puede ser utilizado para resolver la ecuación de onda compleja [122]. En una región libre de cargas, la divergencia del campo magnético \vec{H} es cero, como se indica en (2.7):

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (2.7)$$

Además, al analizar la ecuación (2.4), se puede deducir que \vec{H} es siempre solenoidal. Por lo tanto, esta ecuación se puede escribir como el rotacional de otro vector arbitrario \vec{A} .

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (2.8)$$

donde $\vec{A}(r) = \frac{\mu}{4\pi} \int_V J(r') \frac{e^{-jkR}}{R}$ es el vector potencial magnético.

Este vector depende del vector \vec{J} y de la posición R , donde $R = |r - r'|$ es la distancia entre el punto fuente r' y el punto de observación r .

Sustituyendo (2.8) en (2.1) se obtiene:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \nabla \times \vec{A} \quad (2.9)$$

$$\nabla \times (\vec{E} + j\omega \vec{A}) = 0 \quad (2.10)$$

Aplicando la identidad $\nabla \times (-\nabla \Phi) = 0$, el campo eléctrico se puede formular como:

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \nabla \Phi \quad (2.11)$$

donde Φ es un potencial eléctrico escalar arbitrario.

Tomando el rotacional a ambos lados de la ecuación (2.8) y usando la identidad vectorial $\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A}$ se llega a:

$$\mu \nabla \times \vec{H} = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} \quad (2.12)$$

Reemplazando la ecuación (2.12) en (2.2), se obtiene:

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} = \mu \vec{J} + j\omega \mu \epsilon \vec{E} \quad (2.13)$$

Combinando (2.13) con (2.11) se llega a la ecuación indicada en (2.14)

$$\nabla^2 \vec{A} + k^2 \vec{A} = -\mu \vec{J} + \nabla(\nabla \cdot \vec{A} + j\omega \epsilon \mu \nabla \Phi) \quad (2.14)$$

donde k representa el número de onda y se define por la relación $k = \omega \sqrt{\epsilon \mu}$.

Considerando el lado derecho de (2.14) y teniendo en cuenta una región libre de cargas, el vector potencial \vec{A} está sujeto a la condición de Lorentz [123]:

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{A}) = -j\omega \epsilon \mu \Phi \quad (2.15)$$

El teorema de Lorentz (2.15) se puede usar para simplificar (2.14), obteniendo la ecuación inhomogénea de Helmholtz:

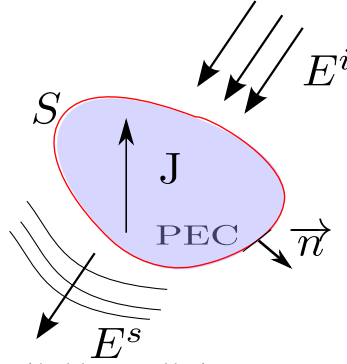


Figura 2.2: Interacción del campo eléctrico en una estructura arbitraria PEC.

$$\nabla^2 \vec{A} + k^2 \vec{A} = -\mu \vec{J} \quad (2.16)$$

En una región libre de cargas, el campo eléctrico enunciado en (2.11) se puede expresar en función del vector potencial eléctrico como sigue:

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \nabla \Phi = -j\omega \vec{A} - \frac{j}{\omega \epsilon \mu} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) \quad (2.17)$$

La ecuación (2.17) se emplea para resolver problemas de difracción de ondas electromagnéticas. Este estudio se indica a continuación.

2.2.3. Análisis de problemas de difracción.

Si se considera una onda plana incidente E^i que ilumina una estructura arbitraria PEC de superficie S , se inducirán un conjunto de corrientes superficiales \vec{J} en la superficie del cuerpo conductor, que radiarán energía electromagnética en el espacio libre, de forma que el flujo de potencia total en la superficie sea igual a cero [124].

El análisis se simplifica si la superficie de la estructura tiene una conducción eléctrica perfecta (PEC) como se muestra en la Fig. 2.2, cumpliéndose la ecuación (2.18)

$$(\vec{E}^i + \vec{E}^s)_{tan} = 0. \quad (2.18)$$

donde el subíndice *tan* representa la componente tangencial del campo eléctrico [121].

Con la ecuación (2.18) es posible caracterizar el campo eléctrico dispersado por la estructura \vec{E}^s a través del conocimiento del campo eléctrico incidente \vec{E}^i .

El campo dispersado \vec{E}^s se puede expresar en términos de la corriente superficial inducida [27]. Seguidamente es necesario considerar las condiciones de contorno, para lo cual se emplea la función de Green, que matemáticamente se expresa como:

$$G(r, r') = \frac{e^{jkR}}{4\pi R} \quad (2.19)$$

donde $R = |r - r'|$ indica la distancia entre el punto fuente r' y el punto de observación r .

La función de Green (2.19) incorpora las condiciones de contorno en el dominio en el que se encuentra la fuente, y permite encontrar la solución mediante un operador de convolución. Además, relacionando (2.19) con (2.17), el campo eléctrico dispersado se puede expresar como:

$$\vec{E}^s = -j\omega\vec{A}(r) - \nabla\Phi(r) = -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \int_s G(r, r') \vec{J}(r') dS' - \frac{j}{4\pi\epsilon_0\omega} \nabla \int_s G(r, r') \nabla' \cdot \vec{J}(r') dS' \quad (2.20)$$

donde ϵ_0 y μ_0 , son la permitividad y permeabilidad en el espacio libre, respectivamente.

Para resolver la ecuación integral (2.20), generalmente se usa el Método de los Momentos (MoM), dando lugar a formulaciones matriciales, como veremos a continuación.

2.2.4. Método de los momentos (MoM).

El Método de los Momentos (MoM) es una técnica computacional que se usa para resolver un conjunto de ecuaciones integrales [124]. Para problemas electromagnéticos se utiliza el MoM para resolver las ecuaciones de Maxwell (eqs. (2.1)–(2.4)).

Con el MoM se puede forzar la solución en un número discreto de puntos (*Point Matching*) o definir un producto interno, forzando una solución promediada, con las funciones prueba igual a la funciones base, usando la técnica de ajuste promedio o de Galerkin [125].

El MoM se basa en el operador lineal L para generar un sistema de ecuaciones lineales algebraicas. En las últimas décadas, el MoM ha sido extensamente utilizado para resolver problemas de radiación [126], dispersión [127], análisis de antenas de hilo [128], penetración a través de aperturas [129], circuitos microstrip [130], etc. Como una de las ventajas principales es que se tiene una gran precisión de la solución. Además, todos los fenómenos físicos están implícitos en la formulación y puede aplicarse a geometrías complejas.

Para resolver un problema electromagnético, el MoM se puede resumir en cuatro pasos [124]:

1. Definición de la ecuación integro-diferencial.
2. Las corrientes globales en la estructura se discretizan para representar las corrientes locales. El mallado puede ser construido con elementos triangulares o tetraedros.
3. Cada elemento del mallado se expande en un conjunto de funciones base. Estas pueden ser, por ejemplo, las funciones de Rao-Wilton-Glisson (RWG) explicadas en [131].
4. Se genera un conjunto de funciones de ponderación, que son linealmente independientes. Estas se definen para cada base.

Para iniciar el análisis se puede considerar un problema generalizado indicado por la siguiente ecuación [95]:

$$L(f) = g \quad (2.21)$$

donde L es un operador lineal, f una función incógnita y g la función de excitación conocida.

En problemas de difracción como el considerado en la sección anterior (Fig. 2.2), L es un operador integro-diferencial, f es la función de las corrientes en la superficie del cuerpo conductor (PEC) y g es el campo eléctrico incidente [132].

Para una estructura arbitraria PEC, el operador lineal (2.21), que relaciona la corriente \vec{J} en la superficie de un cuerpo conductor S con el campo eléctrico generado \vec{E} [121], junto con la condición de contorno en la superficie del cuerpo conductor, se puede escribir como:

$$(L(\vec{J}) - \vec{E}^i)_{tan} = 0 \quad (2.22)$$

La ecuación (2.22) se puede expresar como una ecuación integral de campo eléctrico y puede ser resuelta mediante un conjunto de ecuaciones lineales [132].

Además el operador $L(\vec{J})$ construye las relaciones entre los campos eléctricos y las corrientes superficiales [121].

Siguiendo la nomenclatura de [93], la ecuación (2.20) se puede simplificar y escribir en forma de un operador lineal $L(\vec{J}) = j\omega\vec{A}(\vec{J}) + \nabla\Phi(\vec{J})$:

$$\vec{E} = -L(\vec{J}) = -j\omega\vec{A}(\vec{J}) - \nabla\Phi(\vec{J}) = -j\omega\vec{A} - \frac{j}{\omega\epsilon\mu} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) \quad (2.23)$$

El término $-L(\vec{J})$ de (2.23) puede considerarse como la intensidad eléctrica en cualquier punto en el espacio, debido a la corriente \vec{J} en la superficie S [106]. Además, el operador integro-diferencial se puede expresar como un campo dispersado en términos de la corriente eléctrica y la función de Green como sigue [121] :

$$L(\vec{J}) = \frac{jk_0\eta_0}{4\pi} \left(\int_S \vec{J}(r')G(r,r')dS' + \frac{1}{k_0^2} \nabla \int_S \nabla' \cdot \vec{J}(r')G(r,r')dS' \right) \quad (2.24)$$

donde $k_0 = \sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ y $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ son el número de onda y la impedancia de onda en el espacio libre, respectivamente.

Resumiendo, al considerar problemas de radiación y dispersión, se debe tener en cuenta que:

- El campo eléctrico \vec{E} , al utilizar el operador L , se puede calcular por la ecuación descrita en (2.23).
- El campo magnético \vec{H} se puede escribir en términos del vector potencial magnético (\vec{A}), como se expresa en (2.8).

Como siguiente paso, es conveniente formular el problema en términos de un equivalente, para que pueda ser más fácil de resolver el problema en la región de interés [132]. Se puede usar el principio de equivalencia de superficie (SEP) [133] o de volumen (VEP) [134].

SEP se aplica en especial para medios homogéneos e isótropos [122, 135], mientras que VEP se aplica para medios heterogéneos de objetos que no son perfectamente conductores [136, 137].

Adicionalmente, la ecuación integral de campo eléctrico (2.22) es un caso especial de SEP [124]. Usando SEP, se puede encontrar un conjunto de corrientes equivalentes en un objeto que radia el mismo campo que el campo radiado en el problema original.

Para lo descrito anteriormente, es necesario utilizar un método computacional que ayude a resolver las ecuaciones de Maxwell [103]. A continuación se explica las técnicas computacionales más empleadas en la resolución de problemas electromagnéticos.

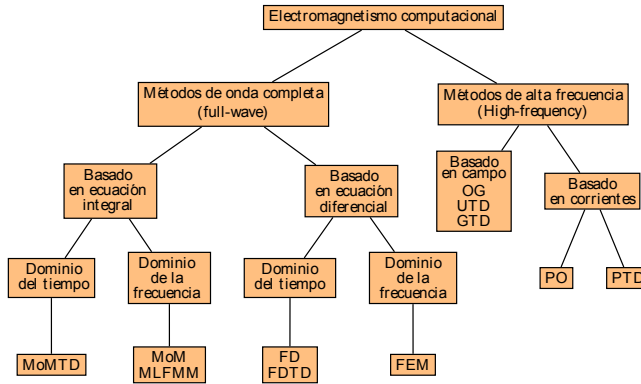


Figura 2.3: Clasificación de técnicas numéricas empleadas en electromagnetismo.

2.2.4.1. Métodos computacionales

En esta parte, se va a considerar los métodos numéricos más empleados en la resolución de problemas de radiación y dispersión de ondas electromagnéticas. Además, de forma resumida, se indicarán los simuladores electromagnéticos más usados en el diseño, evaluación y análisis del funcionamiento de la antena.

Las principales técnicas numéricas pueden utilizar varias estrategias para la resolución de problemas. Se han desarrollado una variedad de técnicas para aliviar la carga computacional y lograr que el problema a analizar sea manejable. Los métodos numéricos están limitados por el tamaño del sistema a resolver, por lo que, dependiendo de la técnica, pueden emplear ecuaciones integrales o diferenciales como base en su algoritmo, para encontrar la solución al fenómeno electromagnético analizado. La clasificación general de los métodos numéricos más empleados para resolver problemas de electromagnetismo se indica en la Fig.2.3.

Las técnicas que usan ecuaciones integrales se basan en un operador lineal, aplicando un enfoque particular para cada problema (la incógnita es la estructura), e incluye la condición de radiación. Por otro lado, para la técnica que se basa en ecuaciones diferenciales, la incógnita es la estructura con la región de espacio alrededor, no incluye la condición de radiación y se emplea un único enfoque para todos los problemas.

Considerando el dominio en el que se analiza el problema, los métodos numéricos se pueden clasificar en el dominio del tiempo y frecuencia. Las técnicas que emplean el dominio del tiempo como método de solución del problema electromagnético son las siguientes: Método rápidos multinivel (*Multi-Level Fast Multipole Method*, MLFMM), adecuados para el análisis de objetos de grandes dimensiones de forma rigurosa [138]; método de las diferencias finitas (*Finite Difference*, FD) y diferencias finitas en el dominio del tiempo (*Finite-Difference Time-Domain*, FDTD), se usan para encontrar soluciones de campo en medios inhomogéneos, y se emplean ecuaciones diferenciales como solución a los problemas de contorno. FDTD permite un paso de tiempo explícito, donde cada incógnita se calcula en términos de valores anteriormente calculados. No requiere solución matricial, con lo que se reduce el consumo de memoria, y se puede resolver problemas con un número grande de incógnitas [139]. En el Método de los momentos en el dominio del tiempo (*Method of moments time-domain*, el número de incógnitas N es proporcional al tamaño del objeto. El

tiempo de almacenamiento es aproximadamente del orden de N^2 y el tiempo de solución es del orden N^3 .

Las técnicas que utilizan el dominio de la frecuencia son: Método de elementos finitos (*Finite Element Method*, FEM), adecuado para medios cerrados y con varios dieléctricos. La región total es dividida en una serie de subregiones no superpuestas llamadas elementos finitos. Seguidamente se realiza la búsqueda de las ecuaciones que gobiernan un elemento, para luego realizar el ensamblado de todos los elementos de la región [140]. También se utiliza el método de los momentos en el dominio de la frecuencia (*Method of Moments Frequency-Domain*, MoMFD), donde la resolución se obtiene para una frecuencia.

Además, existen problemas cuyas dimensiones eléctricas no permiten el uso de métodos numéricos de onda completa (MoM, FEM, FDTD). Para estos problemas se emplean los métodos de alta frecuencia, que utilizan el trazado de rayos para la aproximación del campo. Los más comunes son Óptica Geométrica (OG), usado para determinar la propagación de onda electromagnética para campos incidentes, reflejados y refractados [70], y la teoría geométrica de la difracción (*Geometrical Theory of Diffraction*, GTD), utilizada para propagación de señales electromagnéticas en ambientes complejos [141].

El método UTD (Teoría Uniforme de la Difracción) tiene en cuenta el efecto de vértices y aristas, y usa rutas geodésicas en la superficie para la solución del problema electromagnético [142]. La superficie arbitraria se puede descomponer en áreas más pequeñas, caracterizadas por polinomios de orden superior, donde se calcula la integral por métodos numéricos eficientes [143].

Para analizar estructuras complejas es preferible utilizar métodos híbridos. Por ejemplo, estas técnicas pueden combinar dos soluciones, como pueden ser las obtenidas mediante el análisis de líneas de transmisión y la propagación en el espacio libre. En la solución de línea de transmisión, se consideran los modos aproximados, la impedancia del modo y la constante de propagación. En la propagación en el espacio libre, se considera los diagramas de antenas, la óptica geométrica y la fase de las ondas.

Las técnicas numéricas descritas anteriormente se implementan en programas de análisis electromagnético. Los simuladores electromagnéticos más usados en la actualidad son: CST [144], HFSS [145] y FEKO [146], entre otros.

HFSS, actualmente desarrollado por Ansoft [145], emplea el método de los elementos finitos FEM. Los principales *solvers* que tiene integrado en su programa son: FD, MoM, óptica física (*Physical Optics*, PO), teoría física de la difracción (*Physical Theory of Diffraction*, PTD) y el método híbrido elemento finito – límite integral (*Finite Element-Boundary Integral*, FE-BI). HFSS permite analizar estructuras electromagnéticas 2D y 3D, guías de onda, líneas de transmisión con múltiples capas dieléctricas y superficies selectivas en frecuencia (FSS), entre otros problemas.

CST Microwave Studio es desarrollado por la empresa Dassault Systemes [144]. Emplea el MoM y MLFMM, y se complementa con trazado de rayos y el método TLM (*Transmission Line Matrix*). Los *solvers* que emplea son: IE (MLFMM), trazado de rayos (Ray Tracing), Eigenmode y TLM 3D.

FEKO, desarrollado por la empresa EMSS GmbH (EM Software and Systems) [146], está basado en el MoM, pero incluye PO (*Physical Optics*) y UTD (*Uniform Theory of Diffraction*). Este programa es apropiado para diseños de estructuras 3D con dieléctricos finitos. Entre las principales aplicaciones se tiene: Diseño y optimización de antenas, análisis de problemas de dispersión, estudio de compatibilidad electromagnética, de acoplo y de ries-

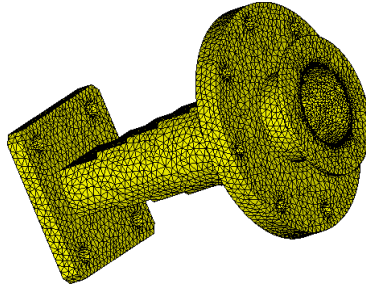


Figura 2.4: Mallado de una transición de guía rectangular a circular con anillo resonante con CST.

gos en radiación (móviles y estaciones base). Los *solvers* que emplea son: IE (MLFMM), FEM, FDTD, PO + OG, UTD y un *solver* de modos característicos.

En cuanto al cálculo de los modos característicos, cabe destacar también el programa AToM (*Antenna Toolbox for Matlab*), desarrollado por el Departamento de Campos Electromagnéticos de la Universidad de Praga. Este programa permite calcular los modos característicos de estructuras metálicas arbitrarias [147], apoyándose en el MoM para el cálculo de las matrices de impedancia.

Actualmente, el diseño moderno de antenas se basa en el uso de métodos numéricos. En su mayoría utilizan simuladores electromagnéticos comerciales, como los descritos anteriormente, para evaluar el rendimiento de la antena, antes de que su prototipo sea fabricado. Con esta particularidad, gracias a los ordenadores que se tiene actualmente, el tiempo de diseño de la antena puede reducirse. Pero el éxito final depende de la experiencia previa y la intuición del diseñador, y del uso correcto del simulador.

2.2.4.2. Discretización de corrientes

Teniendo definido el simulador electromagnético a utilizar, el siguiente paso consiste en obtener las corrientes superficiales de un objeto conductor (PEC), discretizando \vec{J} en un conjunto finito de corrientes. Esto se lleva a cabo mediante el mallado. El mallado no tiene que ser necesariamente homogéneo, ya que en ciertas zonas con más detalles se debe mallar más fino.

La Fig. 2.4 ilustra el mallado con CST de una transición de guía rectangular a circular (modelo FLANN 1764) con anillo resonante. Como se observa, se prefieren elementos triangulares con tamaño uniforme para garantizar la precisión en el modelado de la geometría y en la elaboración de la matriz generada por MoM [121].

Una vez se ha realizado el mallado de la estructura de interés, el siguiente paso es expandir en una serie de funciones básicas la función desconocida f de (2.21), que corresponde a la corriente superficial \vec{J} de (2.24). El conjunto de funciones base más empleado para superficies PEC son las RWG explicadas en [131].

Las funciones RWG están definidas sobre un par de elementos triangulares, que comparten un borde común de longitud l_n , como se indica en Fig. 2.5. En ésta representación, T_n^+ y T_n^- son dos triángulos conectados por un borde común de longitud l_n . Cada triángulo tiene un área A_n^+ y A_n^- . Los vectores posición ρ_n^+ y ρ_n^- están definidos con respecto a los vértices libres. En particular, ρ_n^+ apunta al vértice libre de T_n^+ y ρ_n^- apunta al vértice libre

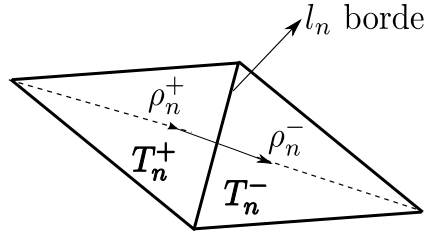


Figura 2.5: Función RWG definida sobre un par de elementos triangulares adyacentes.

de T_n^- . Las designaciones $+$ y $-$ de los dos triángulos se basan en el supuesto de que las corrientes positivas fluyen de T_n^+ a T_n^- [121].

La función básica RWG está dada por la siguiente función vectorial:

$$f(r) = f_n^+(r) + f_n^-(r) \quad (2.25)$$

$$f(r) = \begin{cases} \frac{l_n}{2A_n^\pm} \rho_n^\pm & \text{si } r \in T_n^\pm \\ 0 & \text{si } r \notin T_n^\pm \end{cases} \quad (2.26)$$

Tomando la divergencia superficial de la función base RWG de (2.26), se obtiene:

$$\nabla_S \cdot f_n^\pm(r) = \begin{cases} \frac{l_n}{A_n^\pm} & \text{si } r \in T_n^\pm \\ 0 & \text{si } r \notin T_n^\pm \end{cases} \quad (2.27)$$

La divergencia de la densidad de corriente es proporcional a la densidad de carga eléctrica, como se puede ver en la ecuación (2.5). La ecuación (2.27) indica que la densidad de carga asociada con un par de triángulos es igual a cero. Además, con la función base RWG se puede expandir la corriente eléctrica superficial en un objeto PEC como:

$$J(r) = \sum_{n=1}^N J_n f_n(r) \quad (2.28)$$

donde J_n es el coeficiente de ponderación desconocido para la n -ésima función base y N el número de bordes comunes.

Sustituyendo la ecuación (2.28) en (2.24), se obtiene la formulación de la ecuación integral de campo eléctrico:

$$\vec{E}_{tan}^i(r) = \frac{jk_0\eta_0}{4\pi} \left(\sum_{n=1}^N J_n \int_S f_n(r') G(r, r') dS' + \frac{1}{k_0^2} \sum_{n=1}^N J_n \nabla \int_S \nabla' \cdot f_n(r') G(r, r') dS' \right)_{tan} \quad (2.29)$$

Se observa en (2.29) que la ecuación integro-diferencial de Maxwell $\vec{E}_{tan}^i(r)$ expande la corriente \vec{J} en una suma finita de funciones básicas. Esto demuestra que el campo $\vec{E}_{tan}^i(r)$ se puede expresar como una ecuación matricial, como se indica a continuación.

2.3. Formulación de los modos característicos

Usando las funciones RWG $f_m(r)$ como la función de prueba y aplicando el vector identidad $\nabla \cdot (\phi \vec{A}) = \vec{A} \cdot (\nabla \phi) + \phi (\nabla \cdot \vec{A})$ en (2.29), se llega a la siguiente ecuación matricial [121]:

$$[Z_{mn}] [J_n] = [V_m] \quad (2.30)$$

donde

$$Z_{mn} = \frac{jk_0\eta_0}{4\pi} \left(A_{mn} - \frac{1}{k_0^2} B_{mn} \right) \quad (2.31)$$

$$A_{mn} = \int_s f_m(r) \cdot \int_s f_n(r') G(r, r') dS' dS \quad (2.32)$$

$$B_{mn} = \int_s \nabla_s \cdot f_m(r) \int_s \nabla'_s \cdot f_n(r') G(r, r') dS' dS \quad (2.33)$$

$$V_m = \int_s f_m(r) \cdot E^i(r) dS \quad (2.34)$$

Para el análisis de modos característicos, se debe obtener la matriz de impedancia generalizada $[Z_{mn}]$ indicada por la ecuación (2.31). Esta solución, dada por el MoM, permite encontrar una matriz de impedancia Z_{mn} para cualquier objeto PEC discretizado. Una explicación más completa se muestra en [95]. En las siguientes subsecciones, estas ideas se resumirán de una manera simple.

2.3.1. Derivación convencional

Los modos característicos forman un conjunto de funciones reales ortogonales que se pueden usar para representar la corriente total en la superficie de la antena \vec{J} [90, 93]. Además, el operador de impedancia Z_{mn} de (2.30) puede exhibir la siguiente propiedad:

$$[Z(\vec{J})] = [L(\vec{J})]_{tan} \quad (2.35)$$

Como se observa en (2.35), $Z(\cdot)$ describe la componente tangencial del campo eléctrico debido a la corriente inducida \vec{J} . Adicionalmente, como se explica en [93], el operador de impedancia es complejo, y los modos característicos se pueden obtener como funciones propias de ponderaciones particulares (valores propios). Esto puede ser escrito como:

$$[Z] = [R] + j[X] \quad (2.36)$$

$$[X](\vec{J}_n) = \lambda_n [R](\vec{J}_n) \quad (2.37)$$

donde λ_n son los valores propios, \vec{J}_n son las funciones propias de las corrientes, R y X son matrices reales y simétricas, así como también son la parte real e imaginaria del operador de impedancia Z .

Los vectores de propios \vec{J}_n pueden definirse como la corriente real en la superficie de un cuerpo conductor, que sólo depende de su forma y tamaño. Además, son independientes de cualquier fuente de excitación [106]. Así, la corriente total en la superficie de la antena

\vec{J} puede describirse como la suma de estas corrientes modales, tal y como se indica en la siguiente ecuación:

$$\vec{J} = \sum_n a_n \vec{J}_n = \sum_n \frac{V_n^i \vec{J}_n}{1 + j\lambda_n}, \quad (2.38)$$

con

$$V_n^i = \oint_S \vec{J}_n \cdot \vec{E}^i dS, \quad (2.39)$$

donde \vec{J}_n son las corrientes modales en el cuerpo conductor, λ_n son los valores propios, V_n^i son los coeficientes de excitación modal y a_n son los coeficientes complejos de ponderación para cada modo.

El valor propio λ_n está relacionado con la parte imaginaria del teorema de Poynting, por lo tanto, un mayor conocimiento de los diferentes tipos de potencia en un sistema electromagnético es necesario para comprender la base teórica de la TMC [124].

2.3.2. Potencia compleja

La TMC establece que los valores propios λ_n asociados a cada corriente modal \vec{J}_n representan la relación entre la potencia radiada y almacenada por el cuerpo conductor [124]. Tanto el campo lejano radiado y las potencias se pueden encontrar usando las ecuaciones de Maxwell [70]. El método teórico para calcular las potencias radiadas y almacenadas en un objeto PEC está definido por el teorema de Poynting.

Como se explica en [70], el teorema de Poynting se puede derivar del producto vectorial entre (2.1) y el complejo conjugado de la intensidad de campo magnético (\vec{H}^*), y tomando el producto vectorial del complejo conjugado de (2.2) y la intensidad del campo eléctrico (\vec{E}). Restando estas dos ecuaciones modificadas, se encuentra la forma derivada armónica de tiempo del teorema de Poynting, como se observa en la ecuación (2.40):

$$\nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}^*) = -j\omega |\vec{H}|^2 + j\epsilon |\vec{E}|^2 - \sigma |\vec{E}|^2 - \vec{H}^* \cdot \vec{M} - \vec{E} \cdot \vec{J}^* \quad (2.40)$$

Integrando sobre un volumen conocido y usando el teorema de Gauss, se puede encontrar la forma integral del teorema de Poynting, tal como se expresa en (2.41).

$$\begin{aligned} -\frac{1}{2} \iiint_V (\vec{E} \cdot \vec{J}^* + \vec{H} \cdot \vec{M}^*) dV &= \frac{1}{2} \oint_S (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot dS + \frac{1}{2} \iiint_V \sigma |\vec{E}|^2 dV \\ &+ j\omega \left(\frac{1}{2} \iiint_V \epsilon |\vec{E}|^2 dV - \frac{1}{2} \iiint_V \mu |\vec{H}|^2 dV \right) \end{aligned} \quad (2.41)$$

La ecuación (2.41) indica las cinco cantidades físicas relacionadas con la potencia y energía, como son:

$$P_s = - \iiint_V (\vec{E} \cdot \vec{J}^* + \vec{H} \cdot \vec{M}^*) dV. \quad (2.42)$$

$$P_r = \oint_S (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot dS \quad (2.43)$$

$$P_d = \iiint_V \sigma |\vec{E}|^2 dV \quad (2.44)$$

$$W_e = \frac{1}{2} \iiint_V \epsilon |\vec{E}|^2 dV \quad (2.45)$$

$$W_m = \frac{1}{2} \iiint_V \mu |\vec{H}|^2 dV \quad (2.46)$$

Para cualquier potencia o energía que sea radiada o almacenada por un objeto conductor, primero debe ser suministrada al cuerpo conductor. Esta potencia suministrada está definida por P_s e indicada en (2.42). Cuando se suministra potencia a un objeto, este objeto puede radiar la potencia en el espacio libre. Esta potencia se llama potencia de radiación P_r y está definida en (2.43). Además, se debe disipar la potencia en calor P_d (2.44), o almacenar energía eléctrica W_e definida en (2.45) o almacenar energía magnética W_m , expresada en (2.46).

En (2.41), las energías almacenadas eléctrica o magnética se cuantifican como potencia reactiva, tomando la derivada de tiempo $2j\omega$ de esas cantidades. La interpretación física de la energía almacenada no es intuitiva y su cálculo no es sencillo, ya que las integrales de (2.45) y (2.46) indican que la energía electromagnética aumenta al infinito [148].

De acuerdo con las ecuaciones de Maxwell, el campo eléctrico y magnético tienen una diferencia de fase constante y dependen el uno del otro [70]. Cuando la energía eléctrica es máxima en un ciclo de frecuencia determinado, la energía magnética debe estar en un valor mínimo, y viceversa, para que la potencia reactiva sea transformada en energía radiada. Sin embargo, si la potencia reactiva total no es cero ($W_m - W_e \neq 0$), algo de la potencia reactiva debe almacenarse en otro tipo de energía a través del tiempo. Además, no se considera que el cuerpo este en resonancia perfecta, ya que debe mantener algo de energía para el siguiente ciclo de radiación [124]. Para determinar lo anterior, se puede usar el valor propio λ_n de la TMC. Este valor es una relación matemática entre la parte imaginaria (potencia reactiva) y la parte real del teorema de Poynting (potencia radiada y pérdida).

Cuando se considera una superficie equivalente para resolución de un problema electromagnético en una estructura PEC, donde no existen fuentes de corrientes magnéticas, la condición de potencia disipada es igual a cero, y la ecuación (2.41) puede reducirse a [121]:

$$-\frac{1}{2} \iiint_V \vec{E} \cdot \vec{J}_i^* dV = \frac{1}{2} \iint_S (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{S} + \frac{j\omega}{2} \iiint_V (\mu |\vec{H}|^2 - \epsilon |\vec{E}|^2) dV \quad (2.47)$$

Como se evidencia en (2.47), en problemas PEC, la potencia suministrada debe ser igual a la suma de la energía radiada y almacenada.

Por otra parte, las ecuaciones (2.24) y (2.35) muestran que el campo eléctrico \vec{E} , generado por la corriente \vec{J} , puede escribirse como:

$$\vec{E} = -Z(\vec{J}) \quad (2.48)$$

Sustituyendo la ecuación (2.48) en (2.47), se llega a una representación matricial del campo eléctrico en función de la impedancia, dando como resultado las siguientes ecuaciones:

$$\frac{1}{2}\langle Z \cdot J, J^* \rangle = \frac{1}{2}\langle R \cdot J, J^* \rangle + j\frac{1}{2}\langle X \cdot J, J^* \rangle \quad (2.49)$$

$$\frac{1}{2}\langle R \cdot J, J^* \rangle = \frac{1}{2} \oint\!\!\!\oint_S (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot dS \quad (2.50)$$

$$\frac{1}{2}\langle X \cdot J, J^* \rangle = \frac{\omega}{2} \iiint_V (\mu |\vec{H}|^2 - \epsilon |\vec{E}|^2) dV \quad (2.51)$$

donde, $\langle R \cdot J, J^* \rangle$ y $\langle X \cdot J, J^* \rangle$ representa la energía del campo radiada y almacenada, respectivamente. Evidentemente, $\langle R \cdot J, J^* \rangle$ no puede ser negativa, ya que representa la potencia radiada, y siempre debe ser mayor que cero para estructuras abiertas [121].

Para conseguir una alta eficiencia de radiación de la antena, se espera que la potencia radiada pueda ser maximizada, mientras se minimice la energía almacenada. En los diseños prácticos, la estructura de la antena se optimiza de tal manera que se mejore la capacidad de radiación del modo deseado y se minimice la potencia de los otros modos que no contribuyen a la radiación.

2.3.3. Ortogonalidad de modos característicos.

Las propiedades hermitianas de las matrices R y X de la ecuación (2.37) aseguran que las corrientes reales modales \vec{J}_n sean ortogonales con R y X . Las propiedades de ortogonalidad de los modos característicos descritos en [93] se pueden resumir como:

$$\langle \vec{J}_m, R \cdot \vec{J}_n \rangle = \langle \vec{J}_m^*, R \cdot \vec{J}_n \rangle = \delta_{mn} \quad (2.52)$$

$$\langle \vec{J}_m, X \cdot \vec{J}_n \rangle = \langle \vec{J}_m^*, X \cdot \vec{J}_n \rangle = \lambda_n \delta_{mn} \quad (2.53)$$

$$\langle \vec{J}_m, Z \cdot \vec{J}_n \rangle = \langle \vec{J}_m^*, Z \cdot \vec{J}_n \rangle = (1 + j\lambda_n) \delta_{mn} \quad (2.54)$$

donde $\delta_{mn} = 1$ para $m = n$, y $\delta_{mn} = 0$ para $m \neq n$.

Dado que todos los vectores propios \vec{J}_n son reales, la operación conjugada de las ecuaciones (2.52), (2.53) y (2.54) puede ser omitida [106].

Resumiendo, las corrientes características \vec{J}_n exhiben propiedades de ortogonalidad entre sí [121].

Además, el campo lejano debido a las corrientes modales \vec{J}_n se denomina campo característico (\vec{E}_n). Sustituyendo (2.54) en (2.49), comparando con (2.47) y omitiendo los coeficientes comunes de cada término, se obtiene:

$$\langle \vec{J}_m^*, Z \cdot \vec{J}_n \rangle = (1 + j\lambda_n) \delta_{mn} = \oint\!\!\!\oint_S (\vec{E}_m \times \vec{H}_n^*) \cdot dS + j\omega \iiint_V (\mu \vec{H}_m \cdot \vec{H}_n^* - \epsilon \vec{E}_m \cdot \vec{E}_n^*) dV \quad (2.55)$$

Considerando $\lambda_n \delta_{nm} = \lambda_m \delta_{nm}$, intercambiando los subíndices m y n en la ecuación (2.55) y realizando una nueva suma, se obtiene el siguiente resultado:

$$2\delta_{nm} = \oint\!\!\!\oint_S (\vec{E}_m \times \vec{H}_n^* + \vec{E}_n^* \times \vec{H}_m) \cdot dS \quad (2.56)$$

Asimismo, en el campo lejano, el campo eléctrico característico en la dirección de propagación \vec{z} puede escribirse como:

$$\vec{E}_n = \eta \vec{H}_n \times \vec{z} \quad (2.57)$$

donde $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ es la impedancia de onda.

Usando las relaciones del campo eléctrico \vec{E} y campo magnético \vec{H} en (2.57) y (2.56), se pueden formular dos ecuaciones en términos de \vec{E}_n y \vec{H}_n como sigue:

$$\frac{1}{\eta} \iint_S \vec{E}_m \cdot \vec{E}_n^* dS = \delta_{nm} \quad (2.58)$$

$$\frac{1}{\eta} \iint_S \vec{H}_m \cdot \vec{H}_n^* dS = \delta_{nm} \quad (2.59)$$

Las ecuaciones (2.58) y (2.59) indican que los campos eléctricos característicos forman un conjunto ortogonal en campo lejano. También exhiben las mismas propiedades de ortogonalidad que las corrientes características.

Una observación de los campos característicos ortogonales será de gran ayuda en el diseño de las antenas. A continuación se dará la interpretación física de la TMC.

2.4. Interpretación física de la TMC.

Los valores propios λ_n se pueden obtener directamente de la ecuación generalizada de valores propios (2.37). Al considerar (2.57) en las ecuaciones de campos característicos (2.58)-(2.59), se obtiene:

$$\iint_S \vec{E}_m \times \vec{H}_n^* dS = \iint_S \vec{E}_n^* \cdot \vec{H}_m dS \quad (2.60)$$

Realizando una resta de (2.55) con la misma intercambiando los subíndices m y n , haciendo uso del complejo conjugado y tomando en cuenta la ecuación (2.60) se obtiene:

$$\omega \iiint_V (\mu \vec{H}_m \cdot \vec{H}_n^* - \epsilon \vec{E}_m \cdot \vec{E}_n^*) dV = \lambda_n \delta_{mm} \quad (2.61)$$

Eligiendo $m = n$ en la ecuación (2.61), se puede llegar a las siguientes conclusiones [121]:

- La energía total de campo almacenada dentro de un problema de radiación o dispersión electromagnética es proporcional a la magnitud de los valores propios λ_n .
- En el caso que $\lambda_n = 0$, se llega a $\iiint_V \mu \vec{H}_m \cdot \vec{H}_n^* dV = \iiint_V \epsilon \vec{E}_m \cdot \vec{E}_n^* dV$, lo cual corresponde a un caso de resonancia.
- Considerando $\lambda_n > 0$, se llega a $\iiint_V \mu \vec{H}_m \cdot \vec{H}_n^* dV > \iiint_V \epsilon \vec{E}_m \cdot \vec{E}_n^* dV$. Esto indica que la energía de campo magnético almacenada domina sobre la energía de campo eléctrico. Los modos asociados a este fenómeno se consideran modos inductivos.
- Para $\lambda_n < 0$, se llega a $\iiint_V \mu \vec{H}_m \cdot \vec{H}_n^* dV < \iiint_V \epsilon \vec{E}_m \cdot \vec{E}_n^* dV$. Esto indica que la energía de campo eléctrico almacenada domina sobre la energía de campo magnético. Los modos asociados a este fenómeno se consideran modos capacitivos.

A partir de las corriente características \vec{J}_n y de los valores propios λ_n , se pueden derivar diversos parámetros modales (o “atributos modales”). Los principales parámetros son: Ángulo característico (α_n), significancia modal (MS_n), campo lejano característico, campo cercano característico y factor de calidad modal (Q_n). A continuación se explica el ángulo característico, la significancia modal y el factor de calidad modal.

2.4.1. Ángulo característico.

Asociado a cada valor propio, se puede definir un ángulo característico α_n como:

$$\alpha_n = 180^\circ - \arctan(\lambda_n) \quad (2.62)$$

El ángulo característico representa el desfase que existe en la corriente modal \vec{J}_n y la componente tangencial del campo eléctrico \vec{E}_n^{tan} . Por lo general se encuentra en el rango de $[90^\circ, 270^\circ]$ e indica el comportamiento resonante o el tipo de energía almacenada por cada modo [121].

Así, los modos son capacitivos para $\alpha_n > 180^\circ$, inductivos para $\alpha_n < 180^\circ$ y resonantes para $\alpha_n = 180^\circ$ [113].

Si la corriente modal y el campo eléctrico tangencial en la superficie S están fuera de fase ($\alpha_n = 90^\circ$ o $\alpha_n = 270^\circ$), el modo se encuentra en resonancia interna (cavidad) [121]. En este caso, la corriente modal produce un campo nulo en la región exterior.

2.4.2. Significancia modal

El coeficiente de excitación modal establece la forma en que la excitación externa se acopla a cada corriente característica [121]. La significancia modal (MS_n) es una propiedad intrínseca de cada modo y es independiente de cualquier fuente externa específica [90].

La MS_n proporciona una forma conveniente de evaluar el ancho de banda de cada modo característico. Matemáticamente se puede expresar como:

$$MS_n = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right|. \quad (2.63)$$

El ancho de banda radiante de un modo constituye una importante figura de mérito para determinar el rendimiento radiante de los modos. Se define como el rango de frecuencias dentro del cual la potencia radiada por el modo no es menor que la mitad de la potencia radiada en resonancia [90]. El ancho de banda modal BW_n se puede expresar en forma de porcentaje. Esto es, la relación entre un margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia de resonancia del modo. Matemáticamente se puede definir de acuerdo a [17]:

$$BW_n = \frac{f_U - f_L}{f_{res}} \quad (2.64)$$

donde f_{res} , f_U y f_L son la frecuencia de resonancia del modo, frecuencia de banda superior y frecuencia de banda inferior, respectivamente.

El ancho de banda se puede determinar a partir de los valores de significancia modal MS_n , en una banda de frecuencia [121]:

$$MS_n(f_{res}) = 1 \quad (2.65)$$

$$MS_n(f_U) = MS_n(f_L) = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.66)$$

La potencia media en resonancia corresponde a una reducción de la corriente normalizada por un factor $\sqrt{2}$. Cuando más cercana está la curva de MS_n a su valor máximo, más efectivamente el modo asociado contribuye a la radiación [90].

Los modos que tienen $MS_n \geq \frac{1}{\sqrt{2}}$ son referidos como modos significativos, mientras que con $MS_n \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$ son modos no significativos [27, 90].

2.4.3. Factor de calidad modal.

El factor de calidad de un modo resonante $Q_{rad,n}$ mide la nitidez de su resonancia. El parámetro adimensional $Q_{rad,n}$ relaciona la cantidad de energía perdida con la porción de energía almacenada de un cuerpo conductor [124].

El factor de calidad $Q_{rad,n}$ de las corrientes modales individuales en el análisis TMC, permite conocer el máximo ancho de banda que se puede obtener de cada modo, proporcionando un conocimiento sobre el rendimiento de radiación del modo en un objeto [124].

Para resolver problemas de antenas, la cantidad $Q_{rad,n}$ es inversamente proporcional al ancho de banda tal como se observa en la siguiente ecuación [106]:

$$Q_{rad,n} = \frac{1}{BW_n} \quad (2.67)$$

La ecuación (2.67) indica que cuanto más alto sea $Q_{rad,n}$, más limpia será la resonancia y más estrecho será el ancho de banda [106]. Por consiguiente, se puede concluir que cuanto mayor sea el valor de $Q_{rad,n}$, menor será la pérdida por cada ciclo de frecuencia analizada.

Resumiendo, se puede decir que el análisis de una estructura utilizando la TMC expresada en (2.30), se puede realizar de una manera controlada mediante el siguiente procedimiento [106]:

- Primero, se calculan las corrientes características y los campos asociados a los modos.
- Segundo, de la información proporcionada por los valores propios (ángulo característico y significancia modal), se determina la frecuencia de resonancia de los modos y su comportamiento de radiación.
- Tercero, al modificar la forma y el tamaño del cuerpo PEC, se puede obtener la frecuencia de resonancia deseada.

Las siguientes secciones se centrarán en el análisis de las propiedades modales de estructuras planas. Se analizarán los modos de un anillo y se compararán con modos de otras estructuras geométricas planas, tales como el cuadrado, hexágono y triángulo. Estas geometrías son usualmente empleadas para el diseño de lentes planas, en el rango de microondas y ondas milimétricas.

2.5. La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

Los aspectos fundamentales para analizar los cuerpos geométricos regulares son la distribución de corrientes inducidas en la estructura y la estabilidad de los diagramas debido a los modos en la estructura.

Las empresas que desarrollan los simuladores electromagnéticos como CST [144] y FEKO [146] han incorporado el análisis de modos característicos en sus productos desde hace unos años. Esta herramienta de análisis ha supuesto un incremento muy notable en la utilización de la TMC por parte de muchos diseñadores de antenas. Es por ello que estos simuladores se emplearán para el desarrollo del presente trabajo.

En orden, para mostrar la aplicación de TMC, se ha dividido el análisis en dos partes. Primero se analizarán las estructuras 2D formadas por geometrías básicas como son: el anillo, cuadrado, triángulo y hexágono, para luego completar el estudio con estructuras 3D como: 2 anillos metálicos ubicados a diferentes alturas, 2 anillos coplanares, 2 anillos cortocircuitados, un cilindro, un cono y una estructura doblada.

2.5.1. Estructuras 2D

En esta sección se calcularán los modos característicos de un hilo metálico con mínimo espesor, cerrado en forma de anillo, y se analizará la información obtenida mediante la TMC (autovalores, ángulo característico, campo modal, etc.), para luego comparar los resultados obtenidos con otras estructuras geométricas planas.

2.5.1.1. Anillo PEC

Para iniciar el análisis, se considera un anillo PEC de diámetro interno $D_i = 22$ mm, ancho $w = 1.27$ mm, y espesor de 0.035 mm. En la Fig. 2.6 se muestra la geometría junto con las corrientes modales de los 11 primeros modos J_n del anillo metálico descrito anteriormente. Todas las corrientes se han normalizado para facilitar la comparación.

Además, para una mejor comprensión, en la Fig. 2.7 se indican los esquemas de corrientes para los 11 primeros modos. Tenga en cuenta que, debido a la dependencia de los valores propios con la frecuencia, la estructura se ha analizado en un amplio rango de frecuencias (3–22 GHz), con el propósito de obtener las corrientes en resonancia de los 11 modos de corriente.

Como se observa en la Fig. 2.6(k), el vector propio J_0 presenta corrientes que forman un bucle cerrado sobre el anillo metálico, lo cual indica que este modo tendrá un comportamiento inductivo.

Para el caso del vector J_1 (Fig. 2.6(a)) y J'_1 (Fig. 2.6(b)), éstos están caracterizados por corrientes en la dirección vertical y horizontal, respectivamente. Estos modos presentan 2 nulos de corriente en $\phi = 90^\circ$ y $\phi = 0^\circ$, respectivamente.

Los modos J_2 (ver Fig. 2.6(c)) y J'_2 (ver Fig. 2.6(d)) son modos de orden superior, con cuatro nulos de corriente. Los nulos del modo J_2 están a $\phi = \pm 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 180^\circ$, mientras que para J'_2 los nulos se encuentran en $\phi = \pm 45^\circ$ y $\phi = \pm 135^\circ$.

Se puede observar que el resto de modos son modos de orden superior, donde el número de nulos de corriente se va incrementando progresivamente, distribuyéndose de forma simétrica en el anillo.

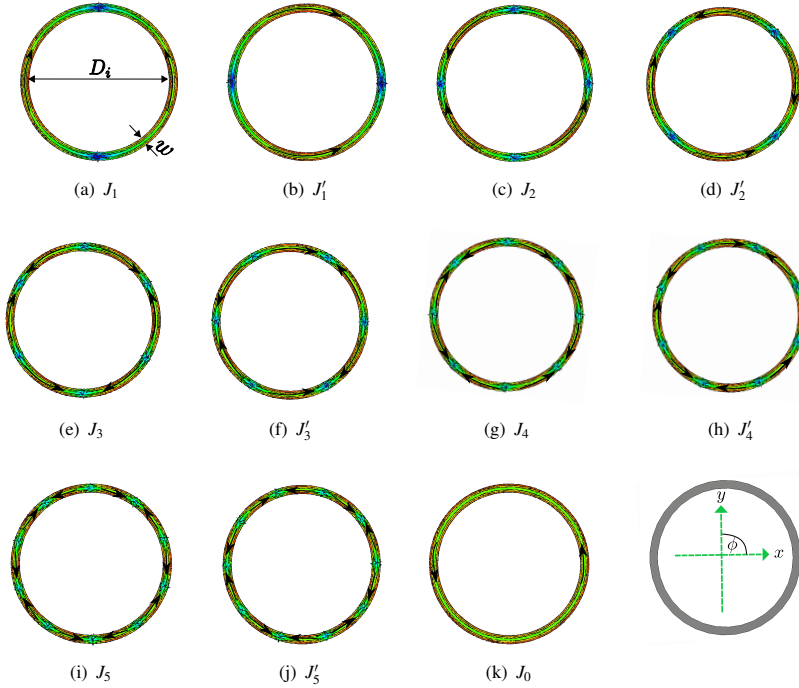


Figura 2.6: Distribución de corrientes de los primeros 11 modos de un anillo PEC de diámetro $D_i = 22$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y espesor de 0.035 mm.

De acuerdo a la Fig. 2.7, los modos pueden ser clasificados en modos pares ($J_0, J'_1, J'_2, J'_3, J'_4,$ y J'_5) o modos impares ($J_1, J_2, J_3, J_4,$ y J_5), dependiendo de la simetría de su distribución de corrientes [90].

La Fig. 2.8 muestra los diagramas de radiación en 3D de los campos eléctricos modales producidos por los modos J_n del anillo metálico. Se puede observar que el diagrama de radiación del modo J_0 presenta una característica omnidireccional, mientras que los modos J_1 y J'_1 tienen un máximo de radiación en la dirección broadside. Por este motivo, estos dos modos son los que se usarán más frecuentemente en el diseño de las lentes.

El resto de modos ($J_2 - J_5$) son modos de orden superior y presentan un número creciente de lóbulos a medida que aumenta el orden del modo.

La Fig. 2.9 presenta la variación con la frecuencia del ángulo característico α_n asociado a los 11 primeros modos del anillo metálico de la Fig. 2.6. Desde otra perspectiva, debido a la simetría de las corrientes, los modos resuenan por pares (son *modos degenerados*), excepto el modo J_0 . Este modo exhibe un comportamiento especial comparado con el resto de modos, ya que el ángulo asociado al modo permanece por debajo de 180° en todo el rango de frecuencias. Esto implica que el modo J_0 no resuena y continuamente contribuye a almacenar energía magnética.

En el rango de frecuencia estudiado, hay cinco pares de modos degenerados con la misma frecuencia de resonancia: $J_1 - J'_1, J_2 - J'_2, J_3 - J'_3, J_4 - J'_4$ y $J_5 - J'_5$.

Como se puede observar en la Fig. 2.9, los modos degenerados presentan la misma característica de fase para cada frecuencia. Los modos están en resonancia cuando el ángulo

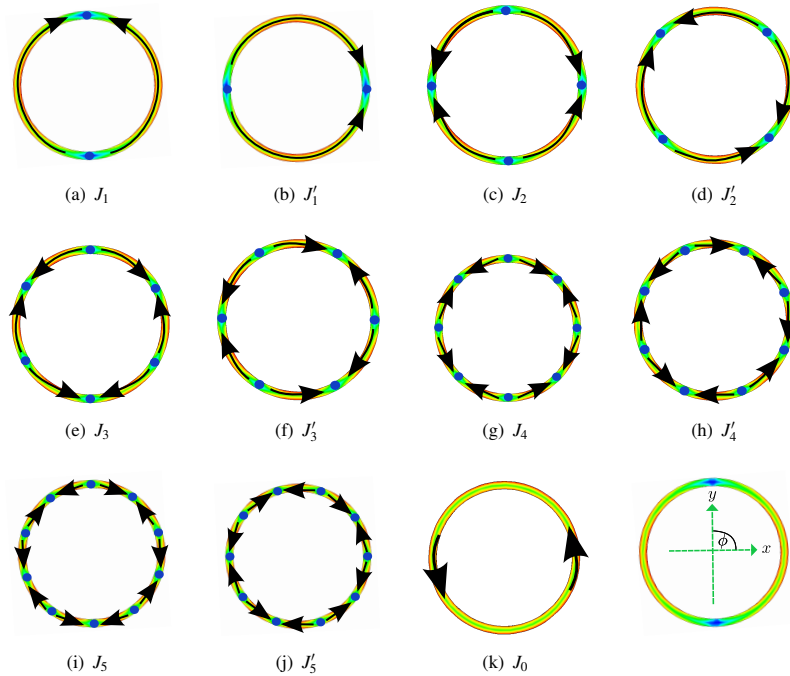


Figura 2.7: Esquema de corrientes de los 11 primeros modos mostrados en Fig. 2.6

$\alpha_n = 180^\circ$ [113]. Por lo tanto, el modo J_1 y su degenerado J'_1 resuenan a 4.40 GHz, en el momento que el perímetro de la circunferencia de diámetro interno D_i del anillo es aproximadamente λ . El segundo par de modos $J_2 - J'_2$ resuena a 8.70 GHz, cuando el perímetro del círculo interno corresponde a 2λ . El tercer par de modos J_3 y J'_3 resuena a 12.91 GHz, cuando el perímetro del círculo es 3λ . El cuarto par de modos J_4 y J'_4 resuena a 17 GHz, que corresponde a un perímetro de la circunferencia del anillo aproximado de 4λ , y J_5 con J'_5 a 21.3 GHz, cuando el perímetro del anillo está cerca de 5λ .

Además, los modos degenerados presentan exactamente la misma distribución de corrientes, pero con una diferencia de fase de 90° , para el caso de los modos J_1 y J'_1 ; una diferencia de fase de 45° , para los modos J_2 y J'_2 ; una diferencia de fase de 30° , para los modos J_3 y J'_3 ; una diferencia de fase 22.5° , para los modos J_4 y J'_4 ; y una diferencia de fase de 18° , para los modos J_5 y J'_5 .

La Tabla 2.1 resume la frecuencia de resonancia y el ancho de banda de los modos del anillo metálico. Estos resultados han sido extraídos de la información proporcionada por la Fig. 2.9 y la Fig. 2.10. Se considera que el modo es significativo cuando $MS_n > 0.7$, y con este límite se puede calcular el ancho de banda del modo utilizando la ecuación (2.66). Cabe indicar que el modo está en resonancia cuando $\alpha_n = 180^\circ$ y $MS_n = 1$. Además, el comportamiento inductivo o capacitivo del modo se determina a partir de la información del ángulo característico.

Al examinar los resultados, llama la atención los valores de la significancia modal de los modos J_1 y J'_1 (ver Fig. 2.10), que en dos bandas de frecuencia [3.97 GHz – 5.21 GHz] y [18.11 GHz – 19.43 GHz] presentan una $MS_n \geq 0.7$.

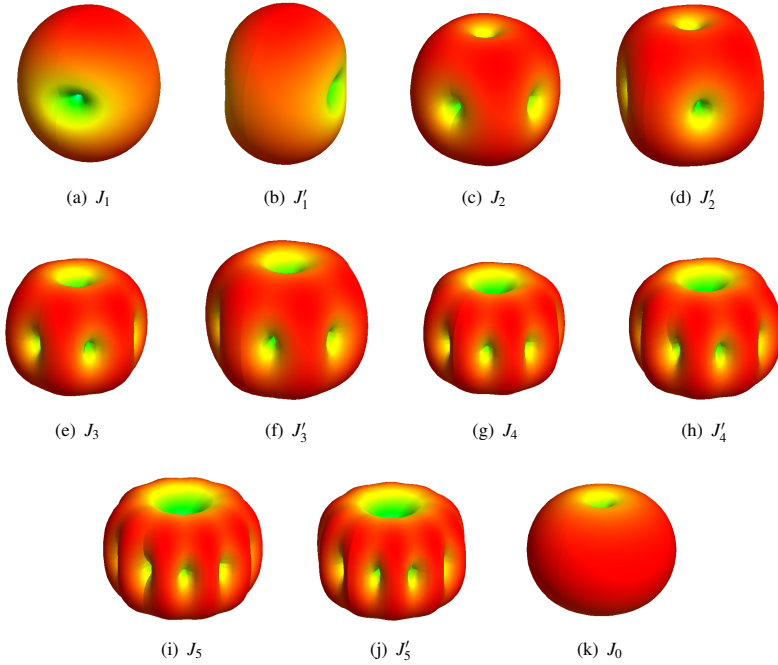


Figura 2.8: Diagrama de radiación de los campos eléctricos modales producidos por las corrientes modales mostradas en Fig. 2.6.

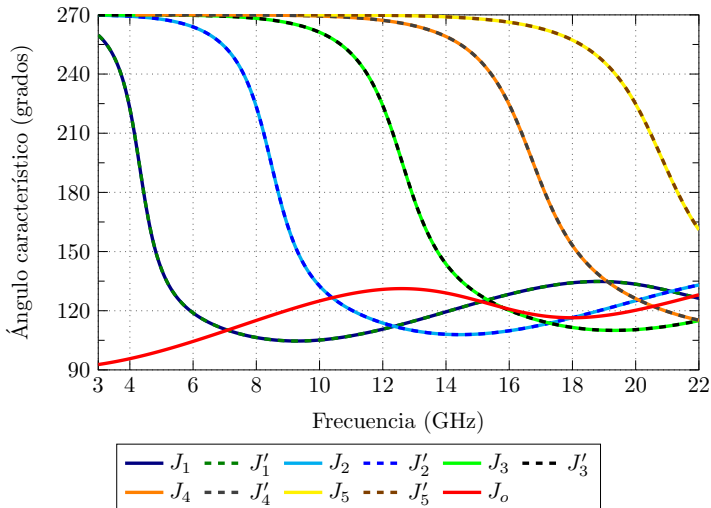


Figura 2.9: Ángulo característico (α_n) de los 11 primeros modos de un anillo PEC con diámetro interno $D_i = 22$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y espesor de 0.035 mm, para el rango de 3 – 22 GHz.

Conjuntamente, se observa que los primeros dos modos J_1 y J'_1 tienen un mayor ancho de banda (28.18 %), en comparación con los modos de orden superior. También, como se indica en la Fig. 2.9, este par de modos presenta un comportamiento inductivo ($\alpha_n < 180^\circ$) para un

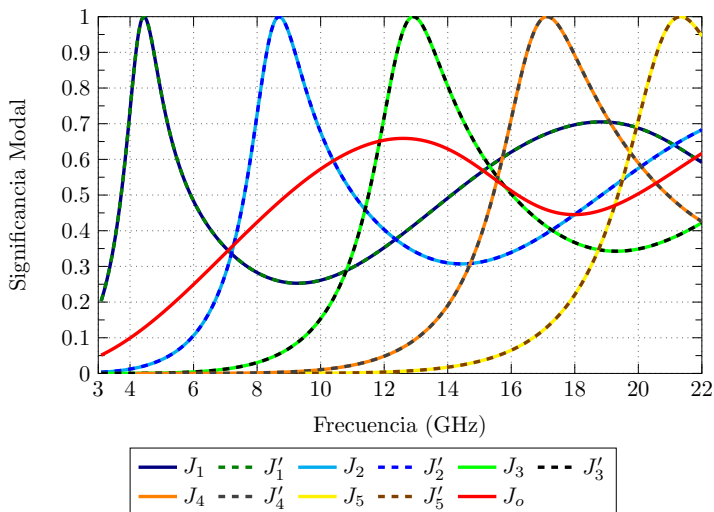


Figura 2.10: Significancia modal de los 11 primeros modos de un anillo PEC con diámetro interno $D_i = 22$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y espesor de 0.035 mm, en el rango de 3 – 22 GHz.

Tabla 2.1: Frecuencia de resonancia f_{res} y ancho de banda modal BW_n , para los primeros 10 modos del anillo metálico mostrado en Fig. 2.10.

Modo	f_{res} (GHz)	f_L (GHz)	f_U (GHz)	BW_n (%)
J_1 y J'_1	4.40	3.97	5.21	28.18
J_2 y J'_2	8.70	8.01	9.94	22.18
J_3 y J'_3	12.91	11.98	14.51	19.59
J_4 y J'_4	17	15.99	19.13	18.47
J_5 y J'_5	21.3	20	22	9.39

mayor rango de frecuencias ([4.40 GHz – 22 GHz]), mientras que para un rango menor de [3 GHz– 4.40 GHz], el comportamiento del anillo PEC es capacitivo ($270^\circ < \alpha_n < 180^\circ$).

En resumen, usando la TMC claramente se puede observar la física subyacente a la radiación del anillo metálico. La TMC es útil para el diseño de la estructura de alimentación, pues conociendo las características de radiación de todos los modos es posible seleccionar aquel o aquellos modos radiantes de interés que deben ser excitados [121].

En la siguiente subsección, los valores de la Tabla 2.1 se compararán con parámetros similares obtenidos para los modos de otras estructuras con diferente geometría.

2.5.1.2. Comparación con otras estructuras planas

Para realizar la comparación con otras estructuras planas, se parte de tamaño considerado para el anillo metálico analizado en la sección anterior (ver Fig. 2.11). Se establecen tres estructuras planas básicas para el estudio: triangular, cuadrada y hexagonal. Seguida-

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

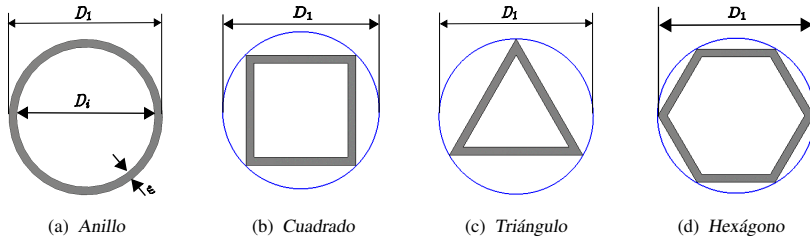


Figura 2.11: Esquema de estructuras PEC planas inscritas en una circunferencia de diámetro externo $D_1 = 24.54$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y espesor de 0.035 mm.

Tabla 2.2: Ángulo característico (α_n) para los 9 primeros modos de las estructuras planas mostradas en la Fig. 2.11, inscritas en una circunferencia de diámetro $D_1 = 24.54$ mm, espesor 0.035 mm y ancho $w = 1.27$ mm, en el rango de $3-22$ GHz.

Estructura	α_n Frecuencia de resonancia (GHz)							
	Modo							
	J_1 y J'_1	J_2	J'_2	J_3	J'_3	J_4	J'_4	J_5
Anillo	4.40	8.70	8.70	12.91	12.91	17	17	21.30
Cuadrado	5.37	9.65	10.74	15.34	15.34	19.26	20.72	–
Triángulo	6.09	11.42	11.42	15.35	17.71	21.62	21.62	–
Hexágono	4.85	9.43	9.43	13.48	14.28	18.54	18.54	–

mente, se investiga la distribución de corrientes del modo fundamental J_1 y se determinan los modos que tienen mayor ancho de banda modal.

Como se observa en la Fig. 2.11, las geometrías a analizar se encuentran inscritas en una circunferencia de diámetro $D_1 = D_i + 2w = 24.54$ mm, manteniendo constante el ancho w y el espesor del anillo de referencia. Se han realizado estudios en geometrías similares, donde se demuestra que el diagrama de degeneración de los modos depende de la simetría del bucle [90, 149]

Como en el análisis realizado en el anillo PEC, el siguiente paso es determinar la frecuencia de resonancia y el ancho de banda de los modos, usando la información proporcionada por las simulaciones realizadas del ángulo característico (α_n) y la significancia modal MS_n con FEKO [146].

Las distribuciones de corriente de los nueve primeros modos de las estructura planas mencionadas siguen un patrón similar al mostrado en la Fig. 2.7.

Como se puede observar en la Tabla 2.2, para el par de modos $J_1 - J'_1$ las frecuencias de resonancia del anillo se aproxima a los 4.40 GHz, mientras que para la estructura cuadrada la frecuencia de resonancia se aleja hacia los 5.37 GHz. Para la estructura triangular el par de modos $J_1 - J'_1$ resuena a 6.09 GHz, y para la hexagonal la resonancia se acerca a 4.85 GHz. Estas frecuencias de resonancia corresponden a un perímetro medio del anillo, cuadrado, triángulo y hexágono aproximado de λ .

La representación de corrientes del modo J_1 para las estructuras mostradas en Fig. 2.11, se indica en Fig. 2.12. La conceptualización de corrientes correspondientes al modo J_1 para

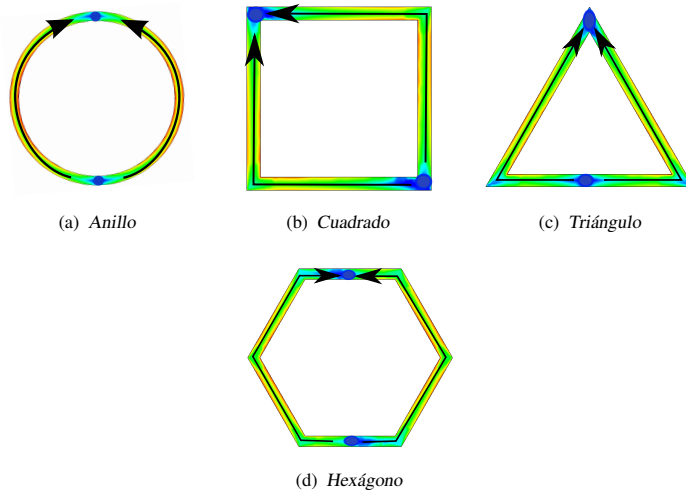


Figura 2.12: Representación de la corriente modal del modo J_1 , para las estructuras PEC planas inscritas en una circunferencia de diámetro externo $D_1 = 24.54$ mm, ancho $w = 1.27$ mm, y espesor de 0.035 mm.

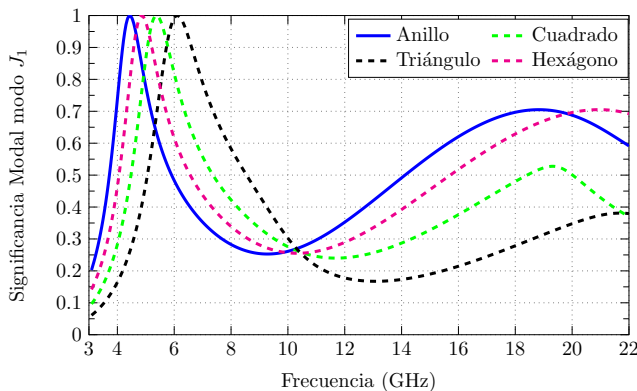


Figura 2.13: Significancia modal del modo J_1 de las estructuras planas de la Fig.2.11, para el rango de 3 – 22 GHz.

el anillo metálico, la estructura triangular y hexagonal tiene 2 nulos ubicados en la dirección vertical ($\phi \pm 90^\circ$). Para la estructura metálica cuadrada, los nulos se ubican en las esquinas de la geometría ($\phi \pm 45^\circ$). El modo degenerado J'_1 presenta la misma distribución de corrientes, pero girada 90° .

La Fig. 2.13 muestra el comportamiento del modo J_1 para las geometrías planas indicadas en Fig. 2.11. La información sobre la frecuencia de resonancia y el ancho de banda del modo J_1 extraída de Fig.2.13 se resume en la Tabla 2.3.

Además, de acuerdo a la información mostrada por la Tabla 2.3, la frecuencia de resonancia de la estructura cuadrada se desplaza a 5.37 GHz, que representa un desplazamiento de 970 MHz, en relación a la frecuencia de resonancia del anillo de referencia. Para la estructura triangular el desplazamiento de la frecuencia de resonancia aumenta en 1.69 GHz, mientras que para la geometría hexagonal el desplazamiento de la frecuencia se encuentra en 450 MHz.

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

Tabla 2.3: Frecuencia de resonancia y ancho de banda para el modo J_1 de las estructuras planas presentadas en la Fig. 2.11.

Estructura	f_{res} (GHz)	f_L (GHz)	f_U (GHz)	BW_n (%)
Anillo	4.40	3.97	5.21	28.18
Cuadrado	5.37	4.77	6.37	29.80
Triangular	6.09	5.40	7.36	32.18
Hexagonal	4.85	4.34	5.72	28.45

Tabla 2.4: Frecuencia de resonancia f_{res} y ancho de banda modal BW_n para los primeros 8 modos del cuadrado metálico mostrado en Fig. 2.11(b), en el rango de 3–22 GHz.

Modo	f_{res} (GHz)	f_L (GHz)	f_U (GHz)	BW_n (%)
J_1 y J'_1	5.37	4.77	6.37	29.80
J_2	9.65	8.68	14	55.13
J'_2	10.74	10.25	11.29	9.68
J_3 y J'_3	15.34	13.85	18.14	27.96
J_4	19.26	17.39	22	23.94
J'_4	20.72	19.25	22	13.27

Tabla 2.5: Frecuencia de resonancia f_{res} y ancho de banda modal BW_n , para los primeros 8 modos del triángulo metálico mostrado en Fig. 2.11(c), en el rango de 3–22 GHz.

Modo	f_{res} (GHz)	f_L (GHz)	f_U (GHz)	BW_n (%)
J_1 y J'_1	6.09	5.40	7.36	32.18
J_2 y J'_2	11.42	10.40	17.73	64.19
J_3	15.35	13.77	22	53.61
J'_3	17.71	17.20	22	27.10
J_4 y J'_4	21.62	19.80	22	10.17

En la banda de 18 GHz– 22 GHz, se observa que el modo J_1 tiene una significancia modal $MS_n \geq 0.7$. Esto ocurre para el anillo circular en el rango de 18.10 GHz – 19.57 GHz, y para el hexágono en el intervalo de 20.22 GHz – 21.6 GHz. Para el modo J'_1 se obtienen similares resultados. Por tanto, se puede concluir que el anillo y la estructura hexagonal tienen mayor significancia modal en la banda de 18 – 22 GHz.

Considerando los modos $J_2 - J'_2$, la frecuencia de resonancia en el anillo está en 8.69 GHz, mientras que para la estructura triangular los modos resuenan a 11.42 GHz, y para la geometría hexagonal los modos resuenan en 9.43 GHz. No obstante, para la estructura cuadrada la frecuencia de resonancia de los modos presentan un cambio: para el modo J_2 se encuen-

Tabla 2.6: Frecuencia de resonancia f_{res} y ancho de banda modal BW_n , para los primeros 8 modos del hexágono metálico mostrado en Fig. 2.11(d), en el rango de 3–22 GHz.

Modo	f_{res} (GHz)	f_L (GHz)	f_U (GHz)	BW_n (%)
J_1 y J'_1	4.85	4.34	5.72	28.45
J_2 y J'_2	9.43	8.68	10.81	22.59
J_3	13.48	12.33	17.08	35.24
J'_3	14.28	13.60	15.20	11.20
J_4 y J'_4	18.54	17.08	21.25	22.49

tra en 9.65 GHz y para el modo J'_2 la resonancia está en 10.74 GHz. Como se aprecia, los modos $J_2 - J'_2$ dejan de ser degenerados para la estructura cuadrada, debido a la geometría que presenta.

Para los modos $J_3 - J'_3$, las resonancias en el anillo y en el cuadrado se encuentran aproximadamente en 12.91 GHz y 15.34 GHz, respectivamente. En ambas geometrías, los modos $J_3 - J'_3$ son perfectamente degenerados. Para la estructura triangular, los modos $J_3 - J'_3$ dejan de ser degenerados, y el modo J_3 resuena a 15.35 GHz, mientras que el modo J'_3 resuena a 17.71 GHz. En la geometría hexagonal las resonancias del par de modos se encuentran a 13.48 GHz y 14.28 GHz respectivamente.

Por último, el par de modos $J_4 - J'_4$ resuenan a 17 GHz, 21.62 GHz y 18.54 GHz en el anillo, triángulo y hexágono, respectivamente. En la estructura cuadrada, el modo J'_4 se desplaza en 1.36 GHz respecto de la resonancia del modo J_4 . Los modos J_5 y J'_5 en el anillo metálico resuenan a 21.35 GHz, mientras que en las otras estructuras estos modos no resuenan en el rango de 3 – 22 GHz.

A continuación, para obtener el ancho de banda radiante modal de los modos en la estructuras mencionadas anteriormente, se emplea la información de las simulaciones realizadas para la MS_n . Los resultados se han resumido en las tablas 2.1, 2.4 – 2.6. Se puede observar que los modos $J_1 - J'_1$ presentan un mayor ancho de banda para el anillo metálico, si se compara con los modos de orden superior de la misma estructura (ver Tabla 2.1).

Para la estructura cuadrada, el modo J_2 presenta un mayor ancho de banda (55.13%). En la geometría triangular, el par de modos $J_2 - J'_2$ presenta un ancho de banda de 64.19%, mientras que el modo J_3 representa un 35.24% para la estructura hexagonal.

De la información proporcionada por la Tabla. 2.2 y los diagramas de radiación mostrados en la Fig. 2.8, se puede notar que los modos J_1 y J'_1 son los modos deseados para obtener una radiación máxima en la dirección del eje z . Además, si una onda plana polarizada verticalmente incide en la estructura, solo el modo J_1 puede ser excitado. Por lo tanto, se puede deducir fácilmente que la estructura circular es la mejor opción para excitar el modo J_1 . En consecuencia, este modo se va a investigar con mayor profundidad.

2.5.1.3. Análisis paramétrico del modo J_1

A continuación, se procede a realizar un estudio paramétrico del modo J_1 , para investigar el comportamiento radiante del anillo metálico en la banda de 3 – 22 GHz. Para ello, se realiza el análisis considerando:

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

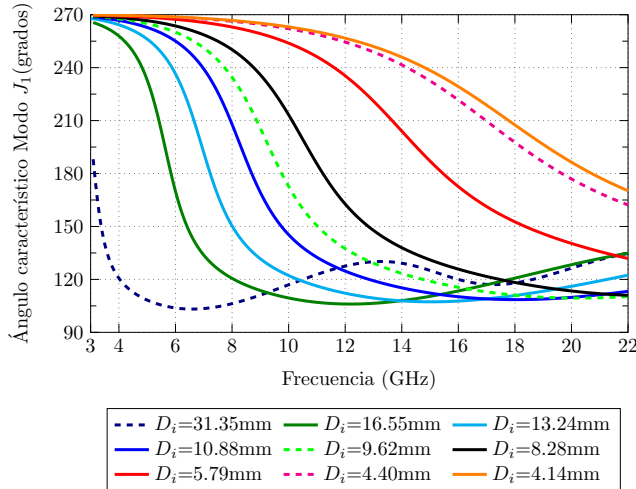


Figura 2.14: Ángulo característico del modo J_1 de un anillo PEC con diámetro variable D_i , ancho $w = 1.27\text{mm}$, y espesor de 0.035mm , para el rango de 3 – 22 GHz.

- Ancho del anillo w fijo, mientras se varía el diámetro interno D_i .
- Diámetro interno D_i fijo, mientras se varía el ancho del anillo w .

Por tanto, como primer análisis se considera la estructura con un diámetro interno variable D_i , mientras que el ancho w y el espesor son fijos e iguales al del anillo PEC estudiado en la sección 2.5.1.1. El ángulo característico para el modo J_1 se indica en la Fig. 2.14.

Como se puede observar en Fig. 2.14, se obtienen diferentes frecuencias de resonancias al variar el diámetro interno del anillo D_i . Como es de esperar, a medida que disminuye el tamaño del anillo, la frecuencia de resonancia del modo aumenta. La Tabla 2.7 resume las frecuencias de resonancia para diferentes valores de D_i , y por consiguiente, las principales conclusiones que se pueden extraer de este primer análisis son:

1. Para que el anillo resuene en el rango de 9 GHz – 12 GHz, los valores del diámetro interno del anillo deben estar en el rango de $10.88\text{ mm} < D_i < 8\text{ mm}$, lo que representa aproximadamente un valor de $D_i = 0.36\lambda$ a 10 GHz.
2. Se puede estimar que, para valores de diámetro interno comprendidos entre $4.50\text{ mm} < D_i < 4.00\text{ mm}$, el anillo resonará en el rango 19 GHz – 22 GHz, esto es, $D_i = 0.31\lambda$ a 20.5 GHz, aproximadamente.
3. Para anillos más grandes, se puede excitar el modo J_1 cuando el diámetro interno del anillo se encuentra en el intervalo $1\lambda < D_i < 1.05\lambda$, donde λ es la longitud de onda a la frecuencia de diseño.
4. Para $D_i \geq 35\text{ mm}$, se tiene un comportamiento inductivo del anillo ($\alpha_n < 180^\circ$) en la banda 3 GHz – 22 GHz.

El siguiente análisis consiste en mantener un diámetro interno del anillo metálico constante ($D_i = 22\text{mm}$) y variar el ancho w . El ángulo característico y la significancia modal

Capítulo 2. Teoría de Modos Característicos en el diseño de antenas

Tabla 2.7: Frecuencia de resonancia, para el modo J_1 de un anillo PEC con diámetro interno variable D_i , ancho $w = 1.27\text{mm}$, y espesor de 0.035mm , para el rango de 3 GHz a 22 GHz.

D_i (mm)	31.35	16.55	13.24	10.88	9.62	8.28	5.79	4.40	4.14
f_{res} (GHz)	3.20	5.80	7.20	9	10	11.20	15.80	20	21

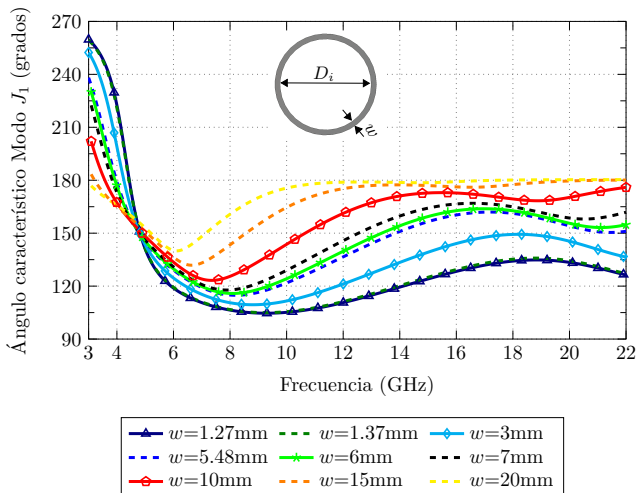


Figura 2.15: Ángulo característico del modo J_1 de un anillo PEC de diámetro interno constante $D_i = 22\text{mm}$, y ancho variable w , para el rango de 3 – 22 GHz.

para el modo J_1 se indican en la Fig. 2.15 y Fig. 2.16, respectivamente. Las conclusiones más importantes que se pueden obtener son:

- En la banda de 20 GHz a 22 GHz, el anillo metálico con un ancho de $w = 5.48\text{ mm}$ tendrá una $MS_n \geq 0.8$ y $\alpha_n = 150^\circ$.
- Para $w = 10\text{ mm}$, la significancia modal del anillo es $MS_n \geq 0.7$ y el ángulo característico $\alpha_n \geq 165^\circ$, en la banda de 14 GHz a 22 GHz.
- Para $w = 15\text{ mm}$, el anillo presenta dos zonas de resonancia, una de banda estrecha alrededor de 3.5 GHz y otra de gran ancho de banda a partir de 18 GHz a 22 GHz.
- Para $w = 20\text{ mm}$, la estructura circular resuena ($\alpha_n = 180^\circ$, $MS_n = 1$) en el rango de 12 GHz a 22 GHz.

Teniendo en cuenta el resultado anterior, en el que se consigue un gran ancho de banda en un amplio rango de frecuencias incrementando la anchura del anillo, el siguiente paso consiste en realizar un análisis más detallado de un anillo PEC ancho.

Por tanto, lo siguiente es fijar un valor del diámetro óptimo del anillo. El valor del diámetro externo de la estructura se puede encontrar por la relación $D = 2w + D_i$. Considerando, a partir de la Fig. 2.16, los valores $w = 10\text{ mm}$ y $D_i = 22\text{ mm}$, el valor óptimo del diámetro externo del anillo metálico es $D = 42\text{ mm}$.

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

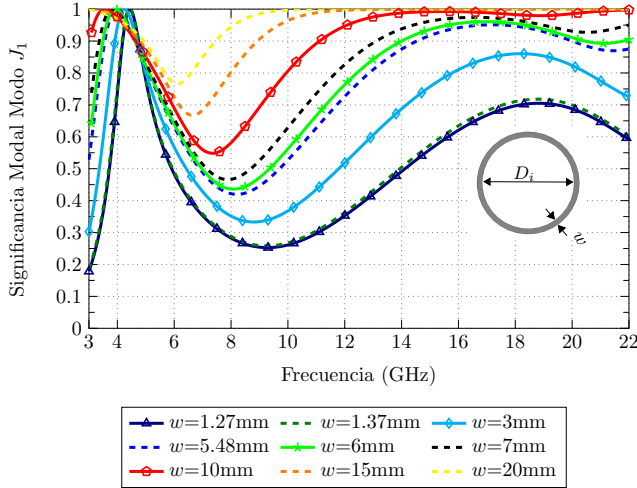


Figura 2.16: Significancia modal del modo J_1 de un anillo PEC de diámetro interno constante $D_i = 22\text{mm}$, y ancho variable w , para el rango de 3 – 22 GHz.

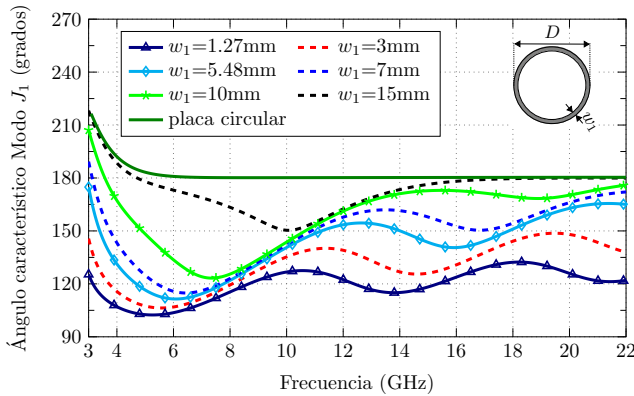


Figura 2.17: Ángulo característico del modo J_1 de un anillo PEC de diámetro externo fijo $D = 42\text{mm}$, con ancho interno variable w_1 y espesor $t = 0.035\text{ mm}$, para el rango de 3 – 22 GHz.

Si ahora fijamos el diámetro externo D del anillo e incrementamos el ancho interno w_1 hasta aproximar el anillo a una placa circular, la Fig.2.17 y la Fig.2.18 muestran los valores de ángulo característico y significancia modal para el modo J_1 .

Las conclusiones más importantes del análisis para el modo J_1 son:

- Para $w_1 = 1.27\text{ mm}$, vemos que el comportamiento del modo es inductivo, pero tanto la fase característica como la significancia modal presentan oscilaciones. Así, vemos que el valor de la fase característica en el primer mínimo ($\alpha_n = 102.38^\circ$) se produce a 5.27 GHz, con $MS_n = 0.21$. A esta frecuencia, el perímetro del círculo interno del anillo metálico corresponde a 2.17λ . A continuación, el siguiente máximo de la fase característica toma un valor de $\alpha_n = 128^\circ$ y se produce en 10.6 GHz, siendo $MS_n = 0.61$. Para esta frecuencia, el perímetro de radio interno de la circunferencia del anillo es igual a 4.38λ . El siguiente mínimo se produce en 13.8 GHz,

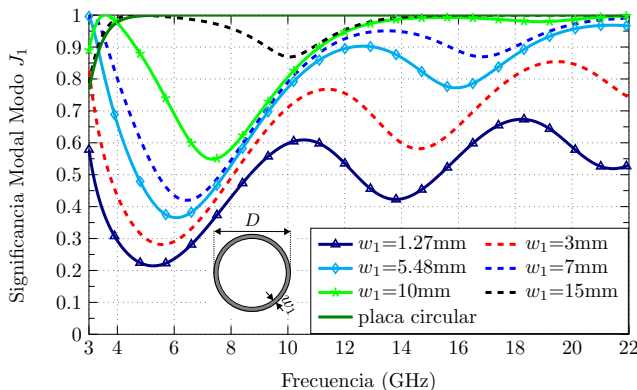


Figura 2.18: Significancia modal del modo J_1 correspondiente a un anillo PEC de diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm, espesor $t = 0.035$ mm, para el rango de 3 – 22 GHz.

siendo $\alpha_n = 115^\circ$ y $MS_n = 0.42$, con un perímetro del anillo interno equivalente a 5.70λ . Por último, el siguiente máximo se produce en 18.26 GHz, siendo $\alpha_n = 132^\circ$ y $MS_n = 0.67$, con un perímetro del círculo interno de valor de 7.55λ . Por tanto, cabe indicar que el modo J_1 es difícil de excitar en el rango de 3 – 22 GHz, ya que los valores de MS_n son menores a 0.7.

- Al incrementar el grosor del anillo a $w_1 = 3$ mm ($D_i = 36$ mm), el modo J_1 del anillo resuena a una frecuencia ligeramente más alta (2.68 GHz), correspondiente a un perímetro del círculo interno del anillo de 1.01λ , y presenta un ancho de banda $BW = 31.72\%$. Tanto la fase característica como la significancia modal siguen presentando un comportamiento oscilatorio, con diversos máximos y mínimos locales, tras la resonancia. Así, el primer máximo se produce para 11.41 GHz con $\alpha_n = 140^\circ$ y $MS \geq 0.7$, en el rango de $10 \text{ GHz} < f < 12.8 \text{ GHz}$. Para frecuencias altas comprendidas entre $16.57 \text{ GHz} < f < 22 \text{ GHz}$, el modo J_1 del anillo PEC tiene una significancia modal $MS \geq 0.7$ y una fase característica $\alpha_n = 148.7^\circ$ a la frecuencia central de 19.5 GHz. Esto corresponde a un perímetro de radio interno del círculo de la estructura igual a 7.35λ . Esto indica que el modo puede presentar más de una banda de operación.
- En el caso de $w_1 = 5.48$ mm ($D_i = 31.04$ mm), el modo J_1 de la estructura circular resuena a 2.90 GHz (Perímetro del radio interno del anillo igual a 1.01λ), con un ancho de banda $BW = 35.72\%$. Tanto la fase característica como la significancia modal siguen presentando un comportamiento oscilatorio, con diversos máximos y mínimos locales, tras la resonancia. Así, se produce un máximo a 6 GHz, donde $\alpha_n = 118^\circ$ y $MS = 0.38$. Para frecuencias comprendidas entre $(9.50 < f < 22)$ GHz, el modo J_1 es significativo, porque $MS \geq 0.7$. Similar resultado se obtiene para el anillo con $w_1 = 7$ mm ($D_i = 28$ mm, $\alpha_n = 180^\circ$ a 3.13 GHz), donde $MS \geq 0.8$ para el rango de $(10 < f < 22)$ GHz, con valores importantes de la fase característica de $\alpha_n = 148^\circ$ a 10 GHz, y $\alpha_n = 170^\circ$ a 21 GHz cuando el perímetro de la circunferencia interna del anillo es 6.16λ .

- Con $w_1 = 10$ mm ($D_i = 22$ mm), considerando el modo J_1 , la primera resonancia del anillo se encuentra en 3.57 GHz, con un ancho de banda $BW = 96.07\%$. A frecuencias altas, el modo se acerca a resonancia ($170^\circ < \alpha_n < 175.8^\circ$), en el rango de ($19.68 < f < 22$) GHz, cuando el perímetro del círculo interno se aproxima a 4.71λ . El modo J_1 es significativo ($MS_n \geq 0.7$) en dos rangos de frecuencias: ($2.5 < f < 5.93$) GHz, y en el intervalo de ($9.11 < f < 22$) GHz.
- Analizando el anillo con $w_1 = 15$ mm ($D_i = 12$ mm), se tiene dos frecuencias de resonancias: 4.71 GHz y en el rango de ($18 < f < 22$) GHz que corresponde a un perímetro (P) del círculo interno de ($2.36 < P < 2.77$) λ_{20GHz} . La significancia modal en todo el intervalo de frecuencias analizado, tiene una $MS \geq 0.8$. El ancho de banda modal es $BW \geq 100\%$.
- La placa circular, presenta un gran ancho de banda y resuena ($\alpha_n = 180^\circ$) en el intervalo de 6 – 22 GHz.

Siguiendo la misma metodología descrita anteriormente, el siguiente paso del análisis, consiste en estudiar el comportamiento radiante de estructuras 3D.

2.5.2. Modos característicos de estructuras en 3D

En la sección anterior, se ha comprobado que en un anillo con un ancho $w \geq 10$ mm, el modo J_1 y su degenerado J'_1 tienen un gran ancho de banda. En esta sección, vamos a analizar el comportamiento radiante de la estructura formada por dos anillos circulares separados una cierta distancia.

Una estructura con dos elementos muestra mayor grado de libertad (ya que se cuenta también con la separación entre los anillos), por lo tanto, se obtendrá un mayor número de modos con características mejoradas en relación al anillo metálico.

Al analizar estos modos, se consideran – por un lado – dos anillos con mismo diámetro D separados en la dirección z , y – por otra parte – dos anillos circulares concéntricos de diferente diámetro, ubicados en el mismo plano.

El objetivo de esta sección es conseguir un modo que tenga un gran ancho de banda y que tenga una polarización dual.

Para comparar las respuestas en resonancia y significancia modal, se divide el análisis en dos grupos: Anillos con simetría y cuerpos geométricos 3D. Note que todas las estructuras se consideran inscritas en una esfera de radio $R = 21$ mm ($D = 42$ mm).

Para anillos con simetría, se investigan estructuras separadas una determinada altura, espaciadas con postes, dispuestas en forma coplanar y cortocircuitadas.

Además, para los cuerpos geométricos 3D, se consideran: el cilindro, cono y el anillo doblado.

Finalmente, se extraerán los mejores resultados para su posterior aplicación en el diseño de lentes, que se explicará en los capítulos posteriores.

2.5.2.1. Análisis detallado de anillos con simetría.

En esta sección, se calculan los modos característicos de agrupaciones con dos elementos dispuestos de diferente forma, y se analiza la información obtenida (autovalores, ángulo característico, campo modal, etc.).

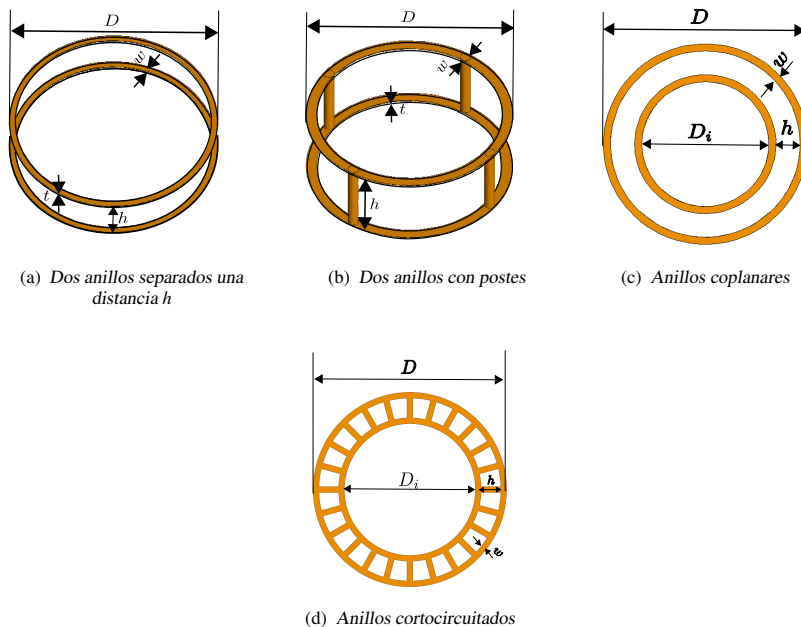


Figura 2.19: Geometrías a analizar formadas por la combinación de 2 anillos metálicos. Todas las estructuras presentan una dimensión máxima $D = 42$ mm.

Para iniciar el análisis, primero se consideran las siguientes estructuras dispuesta de diferente forma como: un conjunto de 2 anillos separados una distancia h en la dirección z , la estructura coplanar, y un grupo de anillos con postes, y cortocircuitados, como se indica en la Fig. 2.19.

El conjunto de anillos representados en Fig. 2.19, tienen un ancho $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.035$ mm, similares al del anillo metálico analizado en la sección 2.5.1.1.

El diámetro externo $D = 42$ mm se ha fijado para cumplir con la condición impuesta en las estructuras, que sean eléctricamente grandes, y se cumpla que el conjunto de los anillos se encuentren dentro de una esfera con radio $R = 21$ mm. Además, se puede realizar la comparación con otras estructuras similares en tamaño, para averiguar el modo que tengan un mejor comportamiento modal en la banda de interés.

Para los anillos separados una distancia h en la dirección z (ver la Fig.2.19(a)), se puede definir el comportamiento modal del grupo. Como resultado, cuando los dos anillos son considerados como un conjunto, aparece una nueva colección de modos, tal como se aprecia en la Fig. 2.20.

Así, se puede definir un nuevo conjunto de modos $J_{r,n}$, donde el subíndice r hace referencia a la variación radial del conjunto y n indica el orden del modo. Considerando que no existe variación radial de corrientes $r = 0$, y haciendo una analogía con los modos de un anillo metálico, tenemos que los modos $J_{0,1}$ (Fig. 2.20(a)), $J_{0,1'}$ (Fig. 2.20(c)), $J_{0,2}$ (Fig. 2.20(e)), $J_{0,3}$ (Fig. 2.20(i)), $J_{0,4}$ (Fig. 2.20(m)) y $J_{0,5}$ (Fig. 2.20(p)), en el que la corriente fluye en la misma dirección (en fase) en ambos anillos, se denominan modos antena. En los modos antena, las corrientes en los dos anillos se refuerzan y pueden radiar eficientemente.

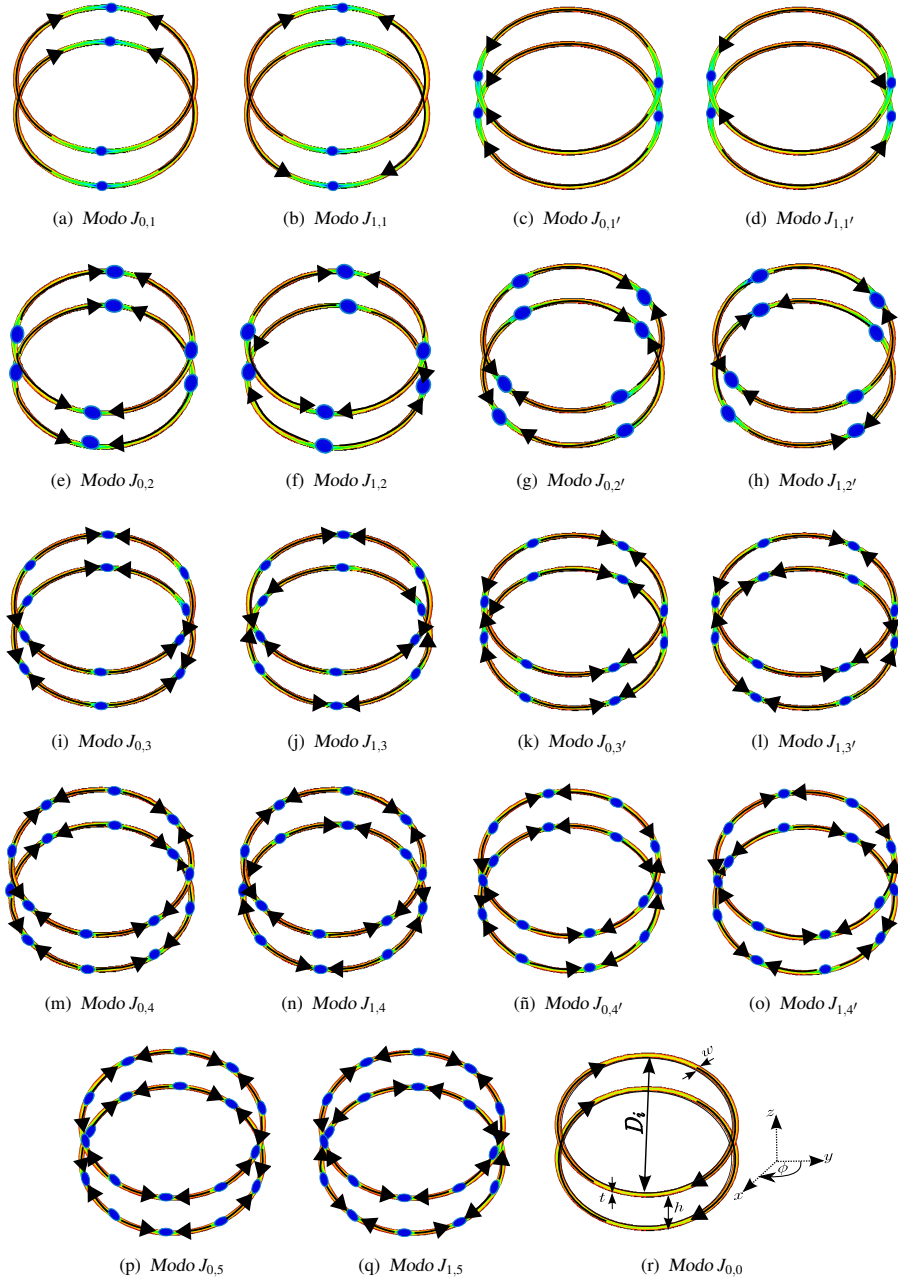


Figura 2.20: Distribución de corrientes para los primeros 18 modos de dos anillos metálicos PEC de diámetro interno $D_i = 39.46$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.035$ mm, separados una distancia h en la dirección z .

Si siguiendo el mismo criterio, para una variación radial de corrientes $r = 1$, los modos $J_{1,1}$ (Fig. 2.20(b)), $J_{1,1'}$ (Fig. 2.20(d)), $J_{1,2}$ (Fig. 2.20(f)), $J_{1,3}$ (Fig. 2.20(j)), $J_{1,4}$ (Fig. 2.20(n))

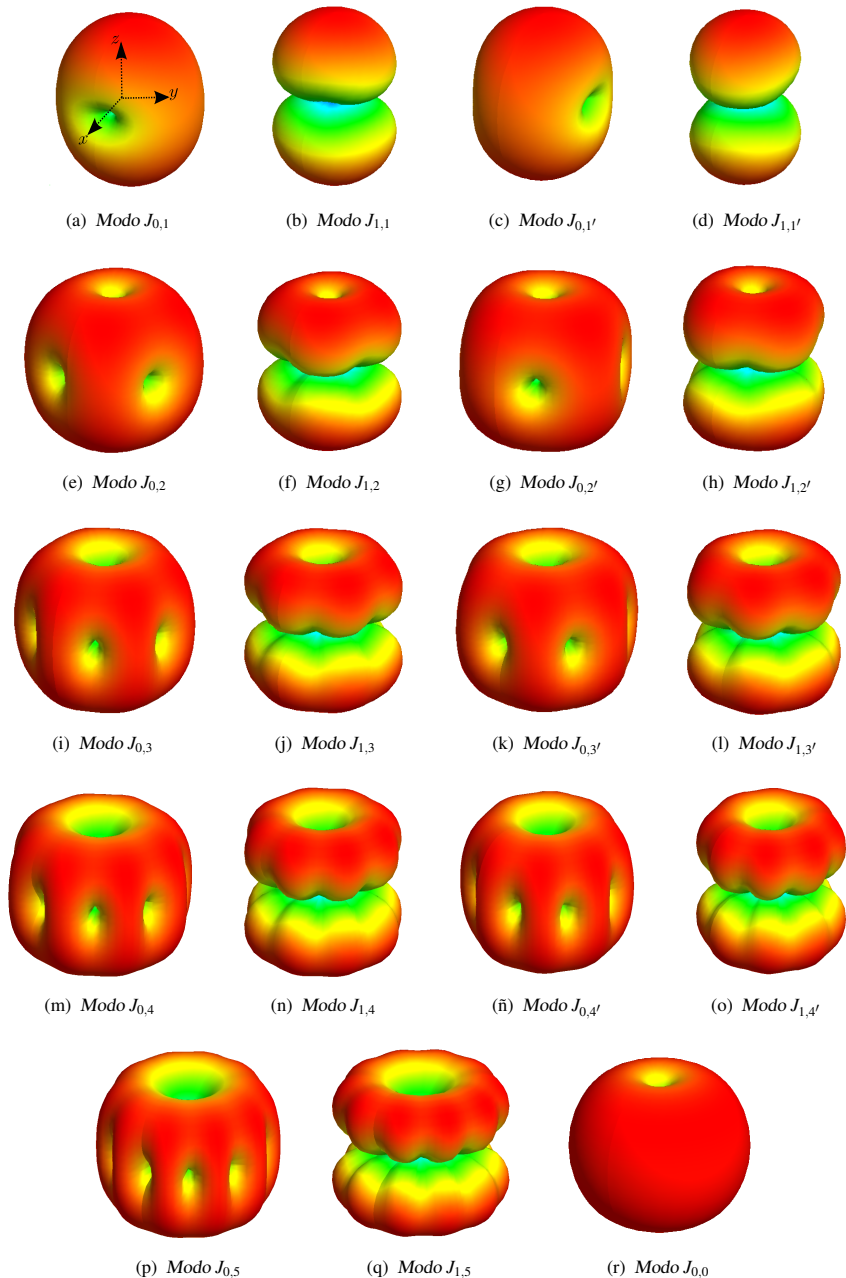


Figura 2.21: Diagrama de radiación producidos por las corrientes modales del conjunto de 2 anillos PEC mostradas en la Fig. 2.20.

y $J_{1,5}$ (Fig.2.20(q)), en los que la corriente fluye con una diferencia de fase de 180° en los dos anillos, son llamados modos línea de transmisión.

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

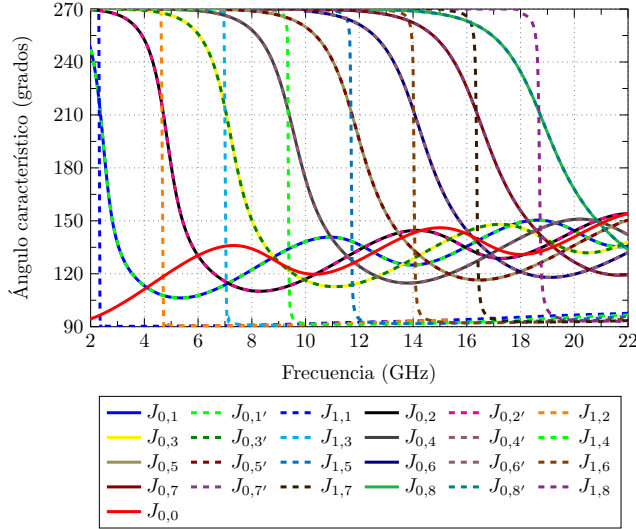


Figura 2.22: Ángulo característico del conjunto de 2 anillos PEC de diámetro externo $D = 42\text{mm}$, ancho $w = 1.27\text{ mm}$, espesor $t = 0.035\text{ mm}$ y separación $h = 1.84\text{ mm}$, para el rango de 2 GHz a 22 GHz.

Para los modos antenna $J_{0,n}$ y los modos línea $J_{1,n}$, la ubicación de los nulos de corrientes son idénticos. Los dos primeros modos, $J_{0,1}$ y $J_{1,1}$, presentan 4 nulos de corriente en $\phi = \pm 90^\circ$, 2 nulos en el anillo superior y los otros 2 en el inferior. En los modos degenerados $J_{0,1'}$ y $J_{1,1'}$ los nulos se encuentran en $\phi = 0^\circ$ y en $\phi = 180^\circ$.

Los modos de orden superior presentan, al igual que en el anillo simple, un número creciente de nulos, como puede verse en la Fig. 2.20. Todos los modos presentan la versión modo antenna y la versión modo línea de transmisión, con corriente en fase y en contrafase, respectivamente.

Los diagramas de radiación asociados a los modos antenna y línea de transmisión de la Fig. 2.20 se indica en la Fig. 2.21. Para los modos antenna $J_{0,n}$, los diagramas son similares a los modos J_n del anillo metálico. Considerando los modos línea $J_{1,n}$, los diagramas tienen forma de dos esferas en contrafase con plano de simetría eléctrico. Los modos $J_{1,1}$ y su ortogonal $J_{1,1'}$ tienen dos lóbulos de radiación en el eje z , mientras que el resto de modos línea $J_{1,2} - J_{1,5}$, presentan un nulo en la dirección del eje z , y los lóbulos de radiación se incrementan a medida que crece el orden del modo.

La Fig. 2.22 presenta la variación con la frecuencia del ángulo característico asociado a los dos anillos metálicos mostrados en la Fig. 2.19(a). Las dimensiones consideradas en el análisis son: Diámetro interno del conjunto $D_i = 39.46\text{ mm}$, diámetro externo $D = 42\text{ mm}$, ancho $w = 1.27\text{ mm}$, espesor $t = 0.035\text{mm}$ y separación $h = 1.84\text{ mm}$. Como se puede ver, en el rango de 3 – 22 GHz aparecen 21 modos resonantes: 14 corresponden a los modos antenna ($J_{0,2} - J_{0,8}$ con los correspondientes modos degenerados $J_{0,2'} - J_{0,8'}$), y los 7 restantes a los modos línea de transmisión $J_{1,2} - J_{1,8}$, con la pendiente mucho más pronunciada.

El conjunto de modos $J_{0,1}$ y $J_{0,1'}$ resuenan antes de 3 GHz, mientras que en el rango de 3 GHz a 22 GHz presentan un comportamiento inductivo ($\alpha_n < 180^\circ$).

Para los modos de orden superior $J_{0,2}$ a $J_{0,5}$ con los correspondientes modos degenerados la resonancia se indica en la Tabla. 2.8.

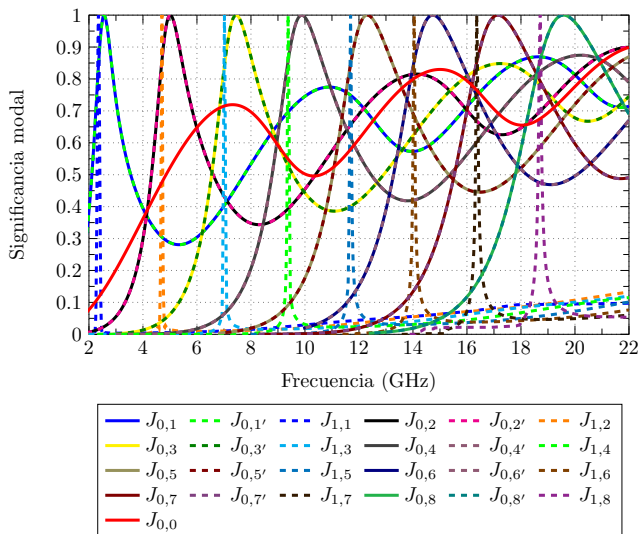


Figura 2.23: Significancia modal del conjunto de 2 anillos PEC de diámetro externo $D = 42\text{mm}$, ancho $w = 1.27\text{ mm}$, espesor $t = 0.035\text{ mm}$ y separación $h = 1.84\text{ mm}$, para el rango de 2 – 22 GHz.

Para los modos línea de transmisión $J_{1,n}$ las resonancias se encuentran distribuidas de la siguiente manera:

- El modo $J_{1,1}$ resuena a 2.34 GHz, representa que ha resonado 220 MHz antes que el correspondiente conjunto de modos antena $J_{0,2} - J_{0,2'}$.
- El siguiente modo $J_{1,2}$ resuena a 4.69 GHz. Esto significa que este modo ha resonado 330 MHz antes que el correspondiente conjunto de modos antena $J_{0,2} - J_{0,2'}$.
- Para el modo $J_{1,3}$ la resonancia se encuentra en 7.06 GHz, esto es 390 MHz antes que el conjunto $J_{0,3} - J_{0,3'}$.
- Considerando $J_{1,4}$ la resonancia esta en 9.39 GHz, significa que ha resonado anticipadamente 480 MHz, en comparación con su correspondiente par de modos antena $J_{0,4} - J_{0,4'}$.
- Al analizar $J_{1,5}$, la resonancia del modo se encuentra en 11.72 GHz, representando un margen anticipado de 580 MHz, con respecto al par de modos $J_{0,5} - J_{0,5'}$.
- Para $J_{1,6}$, la resonancia coincide en 14.09 GHz. Esta frecuencia se localiza a 640 MHz antes que la resonancia del par de modos $J_{0,6} - J_{0,6'}$.
- Examinando $J_{1,7}$, la resonancia del modo está en 16.39 GHz, significa que se encuentra 750 MHz antes que la resonancia del par de modos $J_{0,7} - J_{0,7'}$.
- Observando $J_{1,8}$, la resonancia se encuentra en 18.70 GHz. Implica que la frecuencia precede 890 MHz, en relación a la resonancia del conjunto $J_{0,7} - J_{0,7'}$.

Como se ha visto, a medida que aumenta el orden del modo, la resonancia del modo línea $J_{1,n}$ incrementa su separación en relación a la resonancia de su correspondiente par de modos antena $J_{0,n}$.

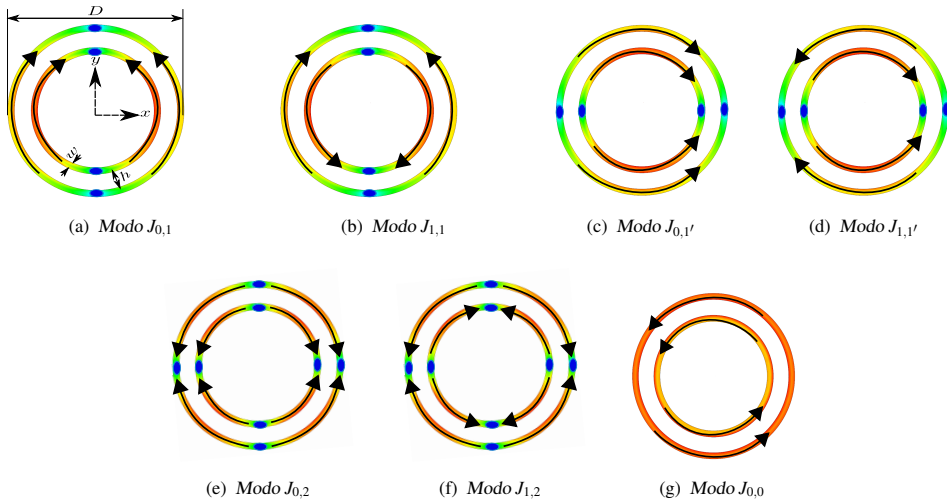


Figura 2.24: Distribución de corrientes para los primeros 7 modos de la configuración coplanar de dos anillos indicados en la Fig. 2.19(c). Las dimensiones del conjunto son: Diámetro externo del anillo exterior $D = 42\text{mm}$, ancho de los anillos $w = 1.27\text{ mm}$, y espesor $t = 0.035\text{ mm}$; el anillo interno se encuentra separado una distancia h con relación al externo.

A continuación, se estudia la significancia modal de los modos línea y antena para analizar el comportamiento radiante modal de los dos anillos espaciados verticalmente. La Fig. 2.23 muestra la significancia modal de los modos $J_{1,n}$ y $J_{0,n}$. Como se puede observar, los modos línea $J_{1,n}$ tienen un reducido ancho de banda. Además, cuando los dos anillos están acoplados en forma de línea de transmisión, la radiación total disminuirá debido a la cancelación de las corrientes.

A continuación, vamos a analizar el comportamiento de los modos línea $J_{1,n}$ y antena $J_{0,n}$ de la configuración mostrada en la Fig. 2.19(c). Con el objetivo de no incrementar el tamaño de la antena, la estructura está formada por 2 anillos concéntricos de diferente diámetro, que se encuentran situados en el mismo plano y separados una distancia h . Las dimensiones a considerar son: Diámetro interno del primer anillo $D_i = 33.24\text{ mm}$, diámetro externo del segundo anillo $D = 42\text{ mm}$, ancho de cada anillo $w = 1.27\text{mm}$ y distancia entre anillos $h = 1.84\text{ mm}$. Como se aprecia, la máxima dimensión de la estructura es la misma que en el caso considerado anteriormente (ver Fig. 2.19(a)) y ahora la separación entre los anillos (h) es idéntica a la de los anillos separados verticalmente.

La Fig. 2.24 presenta la distribución de corrientes de los primeros siete modos de los dos anillos ubicados en el mismo plano. Ahora, los nulos de radiación se encuentran ubicados en el mismo plano, y aumentan a medida que se incrementa el orden del modo. Los diagramas de radiación modales se indica en la Fig. 2.25 donde se observa que estos diagramas son similares a los estudiados en el anillo simple. Además, se puede observar que los nulos de corriente aparecen en las mismas posiciones que con el anillo simple.

La Tabla 2.8 muestra la frecuencia de resonancia y el ancho de banda modal para los primeros 16 modos antena $J_{0,n}$, para las dos configuraciones de anillos (vertical y coplanar), cuando se tiene una separación de $h = 1.84\text{ mm}$. Como se puede ver, los modos $J_{0,1}$, y $J_{0,1'}$ son los que tienen mayor ancho de banda para las dos configuraciones de anillos, en com-

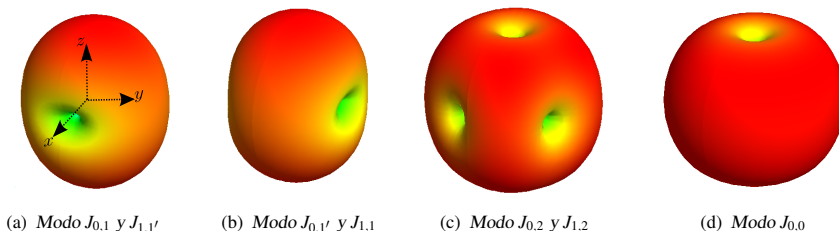


Figura 2.25: Diagrama de radiación producidos por las corrientes modales del conjunto de 2 anillos coplanares mostradas en la Fig. 2.24.

Tabla 2.8: Frecuencia de resonancia (f_{res}), frecuencia de la banda inferior (f_L), frecuencia de la banda superior (f_U (GHz)), y ancho de banda (BW_n) de los primeros 16 modos antena $J_{0,n}$, para las dos configuraciones de anillos PEC (coplanar y vertical) mostradas en la Fig. 2.19, separados una distancia $h = 1.84$ mm.

Estructura	f_{res} (GHz)	f_L (GHz)	f_U (GHz)	BW_n (%)
Anillos con sep. vertical				
$J_{0,1} - J_{0,1}'$	2.57	2.25	3.05	31.12
$J_{0,2} - J_{0,2}'$	5.02	4.55	5.80	24.90
$J_{0,3} - J_{0,3}'$	7.45	6.87	8.48	21.61
$J_{0,4} - J_{0,4}'$	9.87	9.15	11.27	21.48
$J_{0,5} - J_{0,5}'$	12.30	11.49	13.95	20
$J_{0,6} - J_{0,6}'$	14.73	13.75	16.62	19.48
$J_{0,7} - J_{0,7}'$	17.14	16.03	19.33	19.25
$J_{0,8} - J_{0,8}'$	19.59	18.39	22	18.42
2 Anillos coplanares				
$J_{0,1} - J_{0,1}'$	2.96	2.75	3.63	29.73
$J_{0,2} - J_{0,2}'$	5.84	5.50	6.78	21.91
$J_{0,3} - J_{0,3}'$	8.69	8.20	10.02	20.94
$J_{0,4} - J_{0,4}'$	11.54	10.90	13.06	18.72
$J_{0,5} - J_{0,5}'$	14.39	13.65	16.21	17.70
$J_{0,6} - J_{0,6}'$	17.29	16.36	19.25	16.71
$J_{0,7} - J_{0,7}'$	20.09	19.06	22	14.63
$J_{0,8} - J_{0,8}'$	21.50	20.70	22	6.05

paración con los modos de orden superior. Asimismo, su diagrama de radiación presenta un máximo en la dirección del eje z . Cabe indicar, que los primeros dos modos en la configuración vertical tienen mayor ancho de banda ($BW_n = 31.12\%$), en comparación con el conjunto coplanar ($BW_n = 29.73\%$). Mientras que para los modos línea $J_{1,n}$, en la Tabla 2.9 se muestran los resultados de la frecuencia de resonancia, y ancho de banda de las dos con-

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

Tabla 2.9: Frecuencia de resonancia y ancho de banda de los primeros 8 modos línea $J_{1,n}$, para las dos configuraciones de anillos PEC (coplanar y vertical) mostradas en la Fig. 2.19, separados una distancia $h = 1.84$ mm.

Estructura	f_{res} (GHz)	BW_n (%)
Anillos con sep. vertical		
$J_{1,1}$	2.34	0.13
$J_{1,2}$	4.68	0.17
$J_{1,3}$	7.02	0.21
$J_{1,4}$	9.39	0.26
$J_{1,5}$	11.72	0.29
$J_{1,6}$	14.09	0.37
$J_{1,7}$	16.39	0.43
$J_{1,8}$	18.70	0.48
2 Anillos coplanares		
$J_{1,1}$	2.46	11.78
$J_{1,2}$	4.81	8.11
$J_{1,3}$	7.27	8.65
$J_{1,4}$	9.68	7.60
$J_{1,5}$	12.08	7.36
$J_{1,6}$	14.39	7.16
$J_{1,7}$	16.75	7.04
$J_{1,8}$	19.16	6.88

figuraciones de anillos mencionados, donde se observa que en la configuración coplanar los modos $J_{1,n}$ tienen un mayor ancho de banda en comparación con los modos línea de los dos anillos separados verticalmente.

Del estudio previo realizado para las dos configuraciones de anillos, se concluye que el par de modos $J_{0,1}$ y $J_{0,1'}$ son los modos que tiene mayor ancho de banda modal, en comparación con los modos de orden superior.

Por lo expresado en el párrafo anterior, el siguiente análisis se centra en estudiar los modos antena ($J_{0,1}$ y $J_{0,1'}$) con mayor detenimiento al variar la separación h entre los anillos. También se investiga el comportamiento modal del grupo de anillos, en especial después de la primera resonancia.

Para investigar con mayor detenimiento la frecuencia de resonancia y el ancho de banda de los modos antena $J_{0,1}$ y $J_{0,1'}$ al considerar diferentes alturas h de dos anillos PEC separados verticalmente, se han realizado varias simulaciones y los resultados se presentan en la Fig. 2.26 y la Fig. 2.27. En estas gráficas, se indican los valores de α_n y MS_n para diferentes separaciones de los anillos, considerando solo el modo $J_{0,1}$, ya que para el modo degenerado $J_{0,1'}$ los resultados son idénticos. Además, la comparación se realiza también con los modos

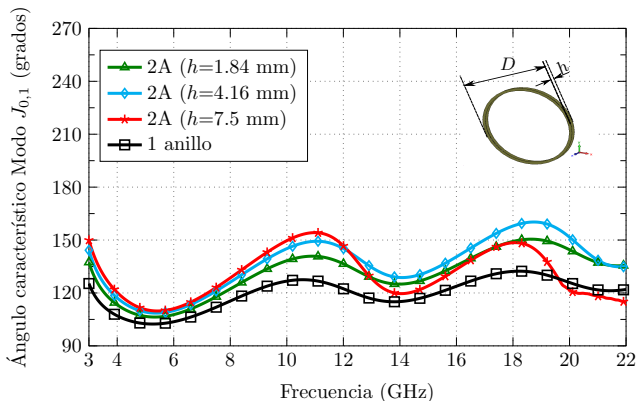


Figura 2.26: Ángulo característico del modo $J_{0,1}$ para el conjunto de 2 anillos PEC separados verticalmente (2A), de diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm, espesor $t = 0.035$ mm y separación variable h , para el rango de 3 GHz a 22 GHz.

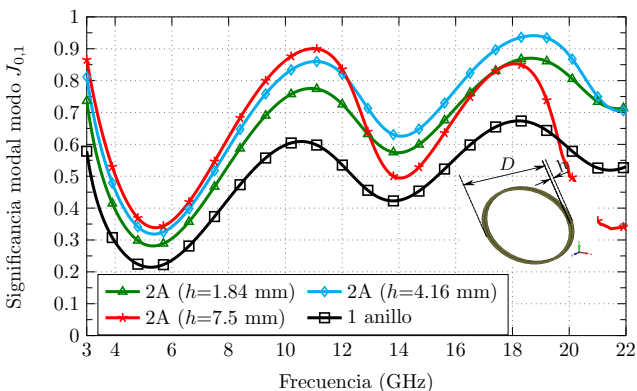


Figura 2.27: Significancia modal del modo $J_{0,1}$ para el conjunto de 2 anillos PEC separados verticalmente (2A), de diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm, espesor $t = 0.035$ mm y separación variable h , para el intervalo de 3 GHz a 22 GHz.

J_1 y J'_1 del anillo metálico simple de diámetro externo $D = 42$ mm. Las conclusiones más importantes que se pueden extraer son:

- En la banda de $9 \text{ GHz} < f < 12 \text{ GHz}$, los modos antena $J_{0,1}$ tienen una $MS_n \geq 0.7$, para una separación de los anillos correspondiente a $1.84 \text{ mm} < h < 7.5 \text{ mm}$. Esta distancia equivale a $0.06\lambda < h < 0.25\lambda$, donde λ es la longitud de onda a la frecuencia de diseño de 10 GHz. La fase característica tiene un valor aproximado de $\alpha_n = 150^\circ$.
- Para un rango mayor de frecuencias $16 \text{ GHz} < f < 22 \text{ GHz}$ y para una separación de $1.84 \text{ mm} < h < 4.16 \text{ mm}$ ($0.06\lambda_{10\text{GHz}} < h < 0.14\lambda_{10\text{GHz}}$), el modo $J_{0,1}$ tiene una $MS_n \geq 0.7$.
- Cuando los anillos se encuentran separados una distancia $h > 7.5 \text{ mm}$ ($h > 0.25\lambda_{10\text{GHz}}$), el modo $J_{0,1}$ tiene una $MS_n \leq 0.7$ y su fase característica es $\alpha_n < 150^\circ$. En este caso, pues, el modo antena $J_{0,1}$ ya no es significativo. Por tanto, se puede deducir que pa-

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

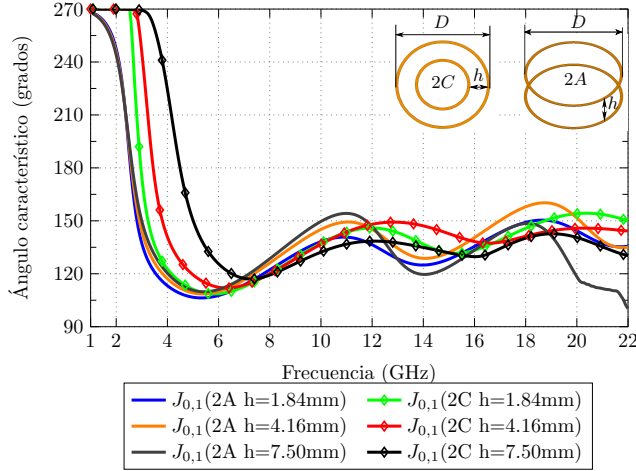


Figura 2.28: Ángulo característico del modo $J_{0,1}$ para el conjunto de 2 anillos PEC con separación vertical variable h , diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.035$ mm (2A), junto con 2 anillos de diferente diámetro ubicados en el mismo plano (2C), para el rango de 1 GHz – 22 GHz.

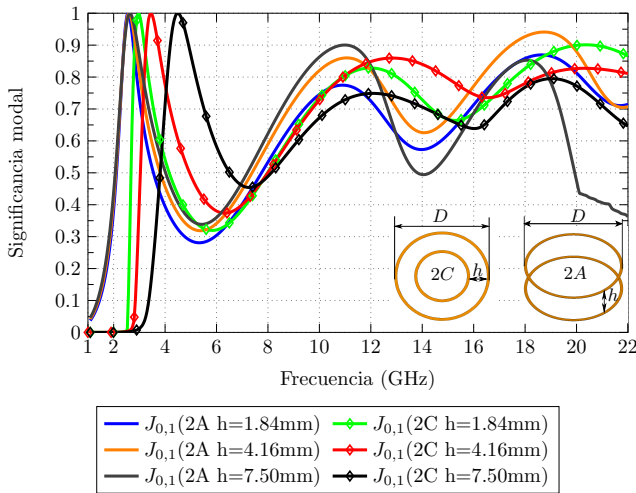


Figura 2.29: Significancia modal del modo $J_{0,1}$ para el conjunto de 2 anillos PEC con separación vertical variable h , diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.035$ mm (2A), junto con 2 anillos de diferente diámetro ubicados en el mismo plano (2C), para el rango de 1 GHz – 22 GHz.

ra separaciones comprendidas en el rango $0.06\lambda_{10GHz} < h < 0.14\lambda_{10GHz}$, el modo es significativo y tiene un gran ancho de banda en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

La Fig. 2.28 y la Fig. 2.29 muestran los resultados para α_n y MS_n del modo $J_{0,1}$, al comparar el efecto de la separación h en el conjunto de anillos verticales y de anillos coplanares concéntricos. Las conclusiones más relevantes que se pueden extraer son:

- Al considerar $h = 1.84$ mm ($0.06 \lambda_{10 GHz}$) para la configuración coplanar en el rango de frecuencias $10 \text{ GHz} < f < 14 \text{ GHz}$, la fase característica se encuentra comprendida

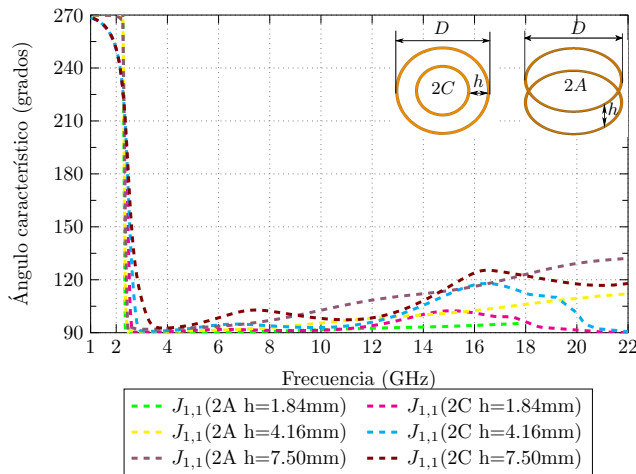


Figura 2.30: Comparativa de la fase característica del modo $J_{1,1}$ para el conjunto de 2 anillos PEC con dimensiones de diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.035$ mm (2A), junto con 2 anillos de diferente diámetro ubicados en el mismo plano (2C), al variar la separación h de los anillos, en el rango de 1 GHz a 22 GHz.

en el intervalo $130^\circ < \alpha_n < 148^\circ$ con $MS_n \geq 0.8$. Al observar el comportamiento a altas frecuencias ($17 \text{ GHz} < f < 22 \text{ GHz}$), el modo $J_{0,1}$ es significativo ($MS_n \geq 0.7$), con $150^\circ < \alpha_n < 155^\circ$. En cambio, cuando se consideran los anillos espaciados verticalmente, el modo es significativo en las bandas $9 \text{ GHz} < f < 12 \text{ GHz}$ ($135^\circ < \alpha_n < 140^\circ$) y $16 \text{ GHz} < f < 22 \text{ GHz}$ ($130^\circ < \alpha_n < 150^\circ$).

- Para una separación $h = 4.16$ mm ($0.139\lambda_{10 \text{ GHz}}$), el modo $J_{0,1}$ es significativo para los anillos coplanares ($MS_n \geq 0.7$) en la banda de 10 GHz – 22 GHz, con una fase comprendida entre $130^\circ < \alpha_n < 150^\circ$. Además, esta estructura resuena a 3.42 GHz, que corresponde al perímetro del diámetro interno del primer anillo ($D_i = 28.60$ mm) aproximado de 1λ . Por su parte, para los anillos separados verticalmente, el modo es significativo para los intervalos de frecuencia $9 \text{ GHz} < f < 13 \text{ GHz}$ ($130^\circ < \alpha_n < 150^\circ$) y $16 \text{ GHz} < f < 22 \text{ GHz}$ ($130^\circ < \alpha_n < 155^\circ$), presentando una resonancia de banda estrecha alrededor de 3 GHz.
- Al examinar $h = 7.50$ mm ($0.25\lambda_{10 \text{ GHz}}$), el modo es significativo en el rango de $8.50 \text{ GHz} < f < 12.50 \text{ GHz}$ ($130^\circ < \alpha_n < 155^\circ$) para los anillos con separación vertical. En la estructura coplanar, el intervalo de frecuencias donde el modo es significativo se desplaza al rango $11 \text{ GHz} < f < 14 \text{ GHz}$, con valores de fase característica comprendida en el rango de $130^\circ < \alpha_n < 135^\circ$. Al observar el intervalo $19 \text{ GHz} < f < 22 \text{ GHz}$, el modo deja de ser significativo ($MS_n < 0.7$) y su fase disminuye ($\alpha_n \leq 120^\circ$), para los anillos separados en la dirección z . En la estructura coplanar, el efecto es similar.

Al analizar los modos línea $J_{1,1}$ en las dos configuraciones de anillos (coplanar y vertical), los resultados de la simulación se indican en la Fig.2.30 y la Fig.2.31. Se pueden extraer las siguientes conclusiones de este análisis:

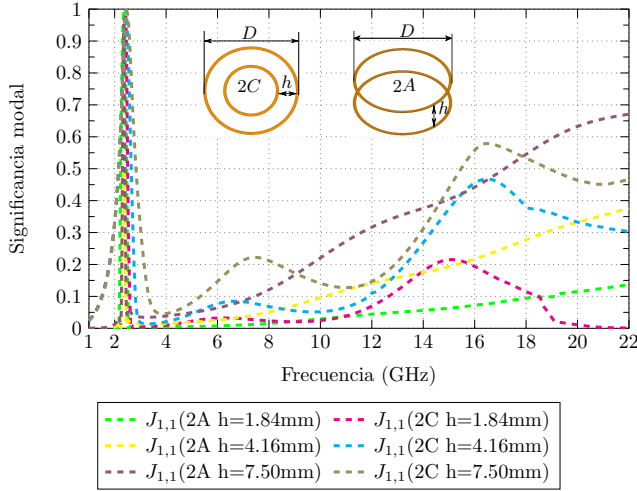


Figura 2.31: Comparación de la significancia modal del modo línea $J_{1,1}$ para el conjunto de 2 anillos PEC con separación vertical variable h , diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.035$ mm ($2A$), junto con 2 anillos de diferente diámetro ubicados en el mismo plano ($2C$), para el intervalo de 1 GHz a 22 GHz.

- La primera resonancia del modo línea $J_{1,1}$, en las dos configuraciones de anillos, se aproxima a 2.35 GHz. En la estructura coplanar, la frecuencia de resonancia del conjunto corresponde al perímetro medio de la circunferencia con diámetro D_m :

$$D_m = \frac{D_{i1} + D_{i2}}{2} \tag{2.68}$$

donde $D_{i1} = D - 2(h + 2w)$ pertenece al diámetro interno del anillo mas pequeño, y $D_{i2} = D - 2w$ al diámetro interno del anillo externo.

Para los dos anillos separados en la dirección vertical, la resonancia del conjunto concuerda con el perímetro del círculo que tiene un diámetro igual a $D - 2w$.

- Lejos de la resonancia, cuando la separación entre los anillos se hace más grande ($h > 7.5$ mm), este modo puede convertirse en un radiador eficiente a altas frecuencias, en especial en el rango de 15 GHz – 22 GHz.
- La MS_n crece para dos anillos de diferente diámetro ubicados en el mismo plano, cuando se considera una separación $h \geq 4.16$ mm y la frecuencia se encuentra en el intervalo de 14 GHz – 22 GHz.
- Al considerar el conjunto coplanar de anillos, el modo $J_{1,1}$ en la primera resonancia tiene un mayor ancho de banda en comparación con su similar separado verticalmente.

A continuación, se investiga el comportamiento radiante de los modos línea $J_{1,n}$ para las dos configuraciones de anillos estudiadas (2 anillos separados verticalmente y 2 anillos de distinto diámetro ubicados en el mismo plano), cuando se añaden postes en la estructura.

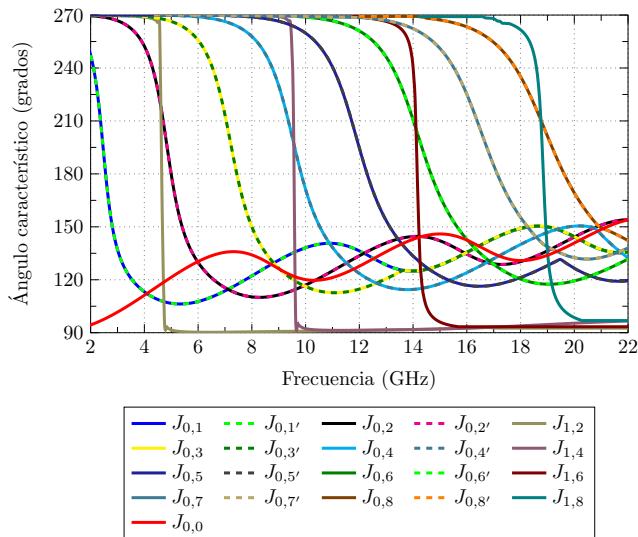


Figura 2.32: Ángulo característico de los primeros 21 modos del conjunto de 2 anillos PEC con 4 postes de diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm, espesor $t = 0.035$ mm y separación $h = 1.84$ mm, para el rango de 2 GHz a 22 GHz.

Como punto de partida, se considera un conjunto de 2 anillos metálicos separados una distancia h , tal como se indica en la Fig. 2.19(b). Las dimensiones son iguales a las de dos anillos separados verticalmente, con la diferencia de que se añaden 4 postes en el esquema.

El ángulo característico y la significancia modal de la configuración de dos anillos con postes propuesta en Fig. 2.19(b) se indica en las figuras Fig.2.32 y Fig. 2.33, donde se considera una separación de anillos $h = 1.84$ mm. En la Tabla 2.10 se presenta un resumen de la frecuencia de resonancia y el ancho de banda del modo fundamental $J_{0,1}$ y su degenerado $J_{0,1'}$ de la configuración de anillos propuesta.

Al comparar los modos de 2 anillos dispuestos verticalmente separados $h = 1.84$ mm (ver Fig. 2.22 y Fig. 2.23), con la estructura que tiene 4 postes (ver Fig. 2.32 y Fig. 2.33), se puede observar claramente que los modos con distribución de corriente nula donde se sitúan los postes no se ven afectados, mientras que aquellos modos con corriente no nula en los puntos donde se encuentran ubicados los postes sufren un desplazamiento en frecuencia. Este desplazamiento a frecuencias muy altas se debe a la creación de un bucle de corriente entre los postes. El siguiente paso es realizar el estudio para anillos coplanares cortocircuitados.

Para investigar el comportamiento del modo línea $J_{1,1}$ en la configuración coplanar, se procede a cortocircuitar los anillos coplanares. Se considera una separación $h = 4.16$ mm entre los anillos coplanares de diferente diámetro, porque ya vimos en la Fig. 2.27 que con esta distancia el modo antena $J_{0,1}$ en la estructura coplanar tiene una significancia modal $MS_n \geq 0.7$ y $\alpha_n = 170^\circ$ en altas frecuencias.

Con h ya definido, se puede encontrar el valor del diámetro interno de la estructura coplanar $D_i = D - 2(h + w)$. Para este caso, al considerar $D = 42$ mm, el resultado del diámetro correspondiente al anillo interior de la estructura es $D_i = 28.60$ mm.

Con el objetivo de analizar el efecto del modo línea $J_{1,1}$ en la estructura coplanar cortocircuitada, se ha considerado dividir el conjunto de anillos en 4 (ver Fig.2.34(a)), 8 (ver

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

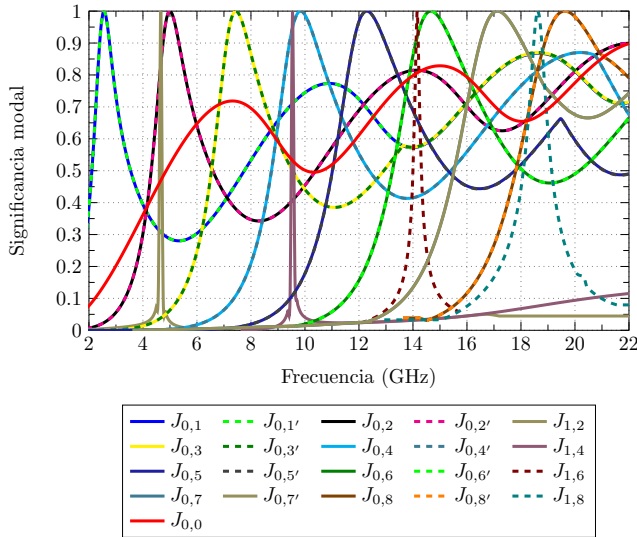


Figura 2.33: Significancia modal de los primeros 21 modos del conjunto de 2 anillos PEC con 4 postes de diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm, espesor $t = 0.035$ mm y separación $h = 1.84$ mm, para el rango de 2 – 22 GHz.

Tabla 2.10: Frecuencia de resonancia (f_{res}), frecuencia inferior de la banda (f_L), frecuencia superior (f_U) y ancho de banda (BW_n) para los modos $J_{0,1}$ y $J_{0,1'}$, en el conjunto de dos anillos separados verticalmente h , con dimensiones de diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.035$ mm.

Conjunto 2 anillos	f_{res} (GHz)	f_L (GHz)	f_U (GHz)	BW_n (%)
$h = 1.84$ mm	2.57	2.25	3.05	31.12
$h = 4.16$ mm	2.60	2.25	3.20	36.54
sep. vertical con 4 postes $h = 1.84$ mm	2.56	2.28	3.05	30.08
sep. vertical con 4 postes $h = 4.16$ mm	2.58	2.25	3.20	36.82
2 anillos coplanares				
$D_i = 16.62$ mm, $h = 1.84$ mm	3	2.77	3.55	26
$D_i = 14.30$ mm, $h = 4.16$ mm	3.42	3.16	4.18	29.82
$J_{1,1}$ $D_i = 14.30$ mm, $h = 4.16$ mm	2.46	2.26	2.55	11.78
$D_i = 10.96$ mm, $h = 7.50$ mm	4.49	4	5.50	33.41
$J_{1,1}$ $D_i = 10.96$ mm, $h = 7.50$ mm	2.49	2.27	2.68	16.46

Fig.2.34(b)) y 24 sectores (ver Fig.2.34(c)). Obsérvese que, al variar el número de sectores en la estructura, cambiará la resonancia de algunos modos línea. Por lo tanto, se ha considerado interesante cortocircuitar la estructura coplanar para formar diferente número de sectores y analizar su efecto en el comportamiento radiante de la estructura.

Hay que añadir que, cuando los anillos se cortocircuitan, aparecen una nueva distribución de modos. Por tanto, esta nueva nomenclatura se determina como:

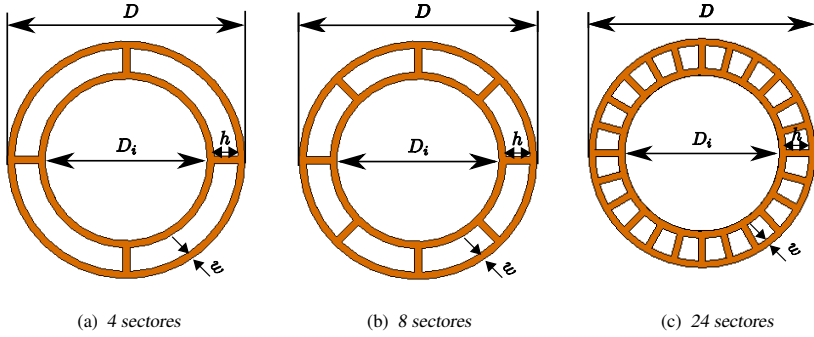


Figura 2.34: Esquemático de sectores para dos anillos cortocircuitados, donde la estructura tiene un diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm, espesor $t = 0.035$ mm, separación de los anillos en el mismo plano $h = 4.16$ mm y diámetro interno $D_i = 28.60$ mm.

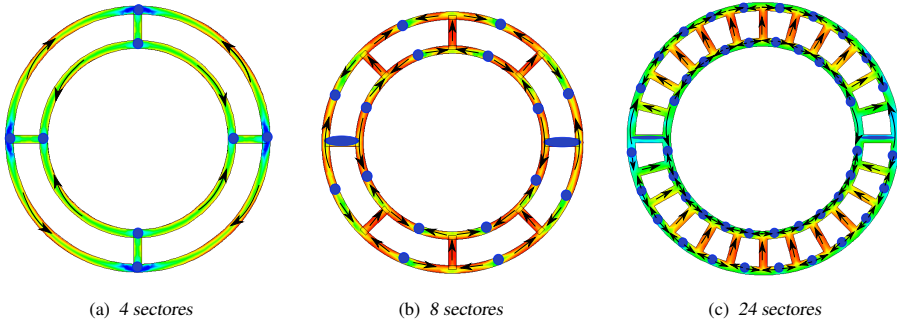


Figura 2.35: Esquemático de corrientes del Modo 1 para dos anillos cortocircuitados, donde la estructura tiene un diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm, espesor $t = 0.035$ mm, separación de los anillos en el mismo plano $h = 4.16$ mm y diámetro interno $D_i = 28.60$ mm.

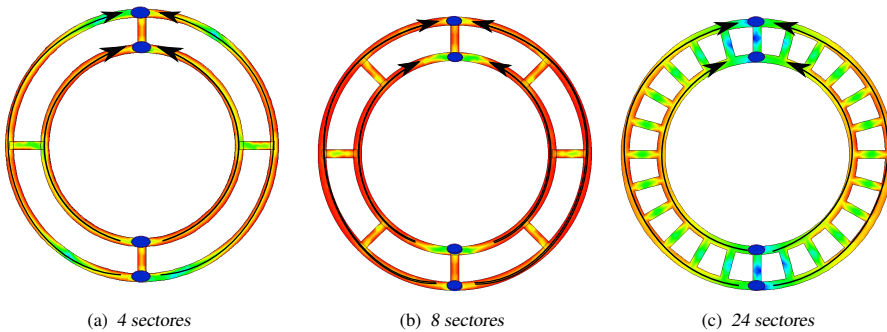


Figura 2.36: Esquemático de corrientes del Modo 2 para dos anillos cortocircuitados, donde la estructura tiene un diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm, espesor $t = 0.035$ mm, separación de los anillos en el mismo plano $h = 4.16$ mm y diámetro interno $D_i = 28.60$ mm.

- Modo 1: Donde la distribución de corrientes es intensa en las tiras de cortocircuito (ver Fig.2.35).

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

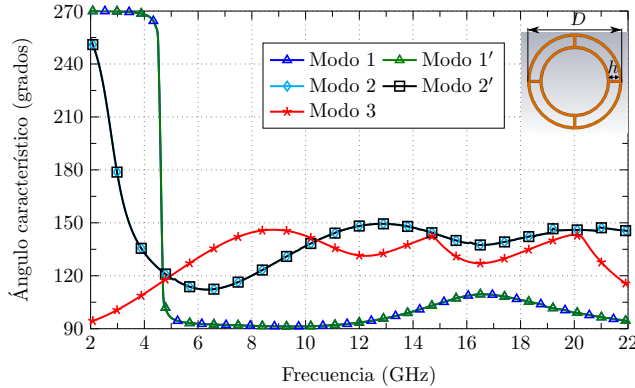


Figura 2.37: Ángulo característico de los cinco primeros modos del conjunto de anillos cortocircuitados por cuatro tiras metálicas, con las siguientes dimensiones: Diámetro externo del conjunto $D = 42$ mm, diámetro interno de la estructura $D_i = 28.60$ mm, ancho de los anillos $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.035$ mm, para el rango de 2 – 22 GHz.

- **Modo 2:** Se define para una distribución de corrientes vertical en los dos anillos, similar al modo antena $J_{0,1}$ del conjunto coplanar y vertical analizado en la sección 2.5.2.1 (ver Fig.2.36).
- **Modo 3:** Considera la distribución de corrientes en forma de bucle, dentro y fuera de la estructura en fase.

La Fig. 2.37 presenta el ángulo característico α_n para los 5 primeros modos de la estructura cortocircuitada por 4 tiras metálicas, formando 4 sectores. El Modo 1 y su degenerado resuenan a 4.90 GHz, lo que corresponde a un perímetro de $1.02 \lambda_{4.90 \text{ GHz}}$ para cada sector del bucle generado al cortocircuitar los anillos por 4 tiras metálicas. Para el Modo 2, la resonancia se encuentra en 3 GHz, lo que corresponde al perímetro medio de una circunferencia con diámetro aproximado de 31.83 mm. El Modo 3 presenta un comportamiento inductivo en toda la banda de frecuencias analizada ($\alpha_n < 180^\circ$).

A continuación, la Fig. 2.38 muestra los valores de α_n para los cinco primeros modos de la estructura dividida en ocho sectores. Como se observa, el Modo 1 y su ortogonal resuenan a 8.50 GHz, que corresponde a un perímetro de $\lambda_{8.50 \text{ GHz}}$ del sector de la estructura. Se observa además que, alrededor de 9.00 GHz, existe un punto donde los modos evitan cruzarse (*crossing avoidance*). Este fenómeno sólo es posible entre los modos que pertenecen a representaciones irreducibles únicas [150], como sucede en este caso.

Seguidamente, se procede a incrementar el número de tiras de cortocircuito, generando los 24 sectores del anillo (ver Fig. 2.34(c)), con el que resulta un perímetro interno del bucle entre los anillos aproximado de 14.66 mm.

Para las dimensiones de la estructura indicada en Fig.2.34(c), las corrientes modales de los 4 primeros modos se muestran en la Fig. 2.39. La Fig. 2.39(a) muestra una reparto de corrientes intensa en las tiras de cortocircuito, entre los anillos interior y exterior. En cuanto a nomenclatura, se ha denominado esta distribución de corrientes Modo 1. Note que, en cada sector del conjunto de anillos, la representación de corrientes tiene una forma similar al modo J_1 del anillo metálico analizado. La corriente del modo degenerado Modo 1' se incluye en la Fig. 2.39(b).

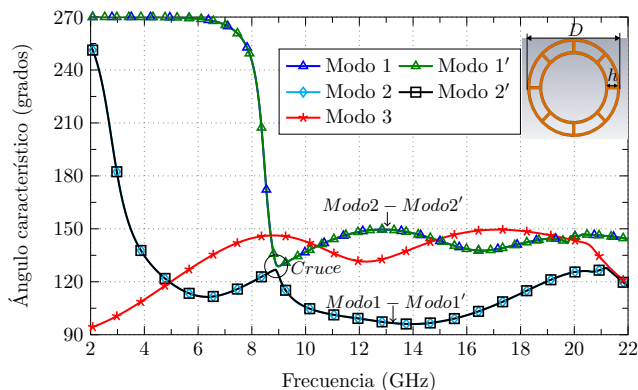


Figura 2.38: Ángulo característico de los cinco primeros modos del conjunto de anillos cortocircuitados por ocho tiras metálicas, con las siguientes dimensiones: Diámetro externo del conjunto $D = 42$ mm, diámetro interno de la estructura $D_i = 28.60$ mm, ancho de los anillos $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.035$ mm, para el rango de 2 – 22 GHz.

El Modo 2 indicado en la Fig. 2.39(c) presenta una distribución de corrientes vertical en los dos anillos, similar al modo antena $J_{0,1}$ del conjunto coplanar y vertical analizados en la sección 2.5.2.1.

Asimismo, el Modo 3 presenta una representación de corrientes en forma de bucle, dentro y fuera de la estructura total, tal como se indica en Fig. 2.39(d).

Los diagramas de campo lejano correspondientes a los primeros cuatro modos del conjunto de anillos cortocircuitados (24 sectores) se muestran en la Fig. 2.40. De estos diagramas se puede deducir que el Modo 1 y el Modo 2 son los modos deseables para una obtener la máxima radiación en la dirección broadside, cuando una onda polarizada verticalmente incide en la estructura.

El ángulo característico (α_n) de los cinco primeros modos se presenta en la Fig. 2.41. Como se puede observar, el Modo 1 y su degenerado Modo 1' se desplazan a frecuencias más altas, comparando con el caso anterior de 8 sectores, resonando a 19.00 GHz. Esta resonancia corresponde al perímetro de $1.02 \lambda_{19 \text{ GHz}}$ del bucle existente entre los anillos exterior e interior (se considera un solo sector).

El par de modos Modo 2-Modo 2' no modifica su posición respecto al caso de 8 sectores, resonando a 3.10 GHz, lo que corresponde a un perímetro de $\lambda_{3.10 \text{ GHz}}$ del radio medio de las dos circunferencia concéntricas de los anillos. Por su parte, el Modo 3 tiene un comportamiento inductivo ($\alpha_n < 180^\circ$) en la banda de 2 – 22 GHz.

Para obtener el ancho de banda radiante modal, se calcula los valores de MS_n de los cinco primeros modos (ver Fig. 2.42). Como se puede observar, para el Modo 1 y su degenerado Modo 1', el ancho de banda es $BW = 34.39\%$, con una $MS_n \geq 0.7$ en la banda de 15 – 22 GHz. Además, al considerar el conjunto de modos Modo 2-Modo 2', se tiene un $BW = 40.32\%$ a bajas a frecuencias ($3 < f < 4.25$ GHz) y una $MS_n \geq 0.7$ en el intervalo de 10 – 22 GHz. Finalmente, el Modo 3 presenta un comportamiento inductivo en toda la banda de interés ($\alpha_n < 180^\circ$) y tiene una $MS_n \geq 0.7$ a partir de 6.25 GHz.

Como se ha visto, el Modo 1 presenta un gran ancho de banda modal a altas frecuencias. Para excitar el Modo 1, se procede a realizar un estudio paramétrico de α_n y MS_n con el objetivo de tener una resonancia a 20.50 GHz, junto con un gran ancho de banda, cuando se incrementa el ancho de los anillos en $w = 1.37$ mm.

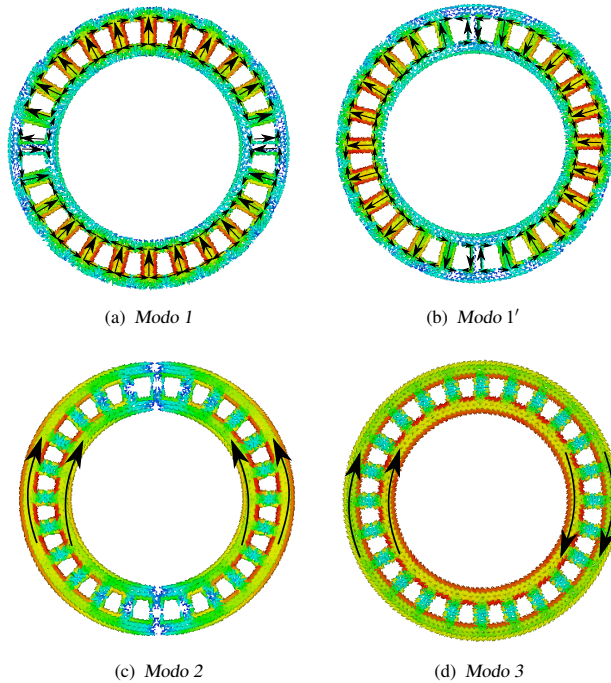


Figura 2.39: Distribución de corrientes modales a 20.50 GHz para dos anillos cortocircuitados cuya estructura tiene un diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm, espesor $t = 0.035$ mm y separación de los anillos en el mismo plano $h = 4.16$ mm.

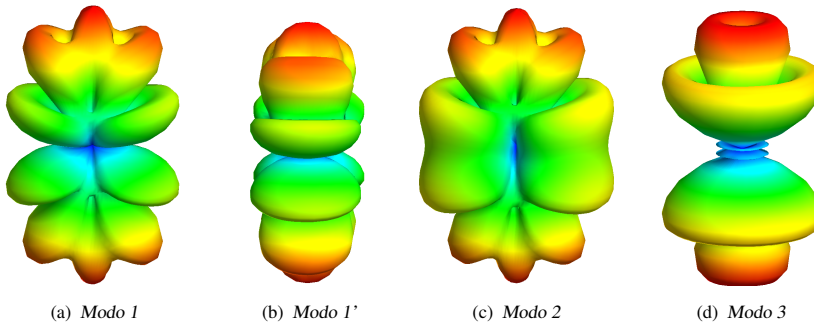


Figura 2.40: Diagrama de radiación modal de los dos anillos cortocircuitados con 24 sectores mostrados en la Fig. 2.19(d), a 20.5 GHz.

Como punto de partida para el estudio paramétrico, se consideran dos variables para el análisis: D_i y h (ver Fig.2.19(d)). El número de sectores y el espesor (0.035mm) en la estructura se mantienen, con el fin de guardar la simetría. En este estudio, se aumenta el ancho de los anillos con el objetivo de encontrar otros valores de radio óptimo del conjunto.

La Fig. 2.43 presenta los valores de α_n del conjunto de anillos cortocircuitados a 20.50 GHz, al variar el diámetro interno D_i y la separación de los anillos h . Como se puede obser-

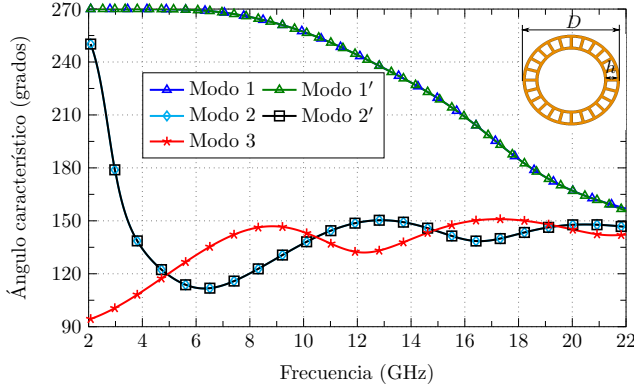


Figura 2.41: Ángulo característico asociado a los cinco primeros modos del conjunto de anillos cortocircuitados con 24 sectores, con las siguientes dimensiones: Diámetro externo del conjunto $D = 42$ mm, diámetro interno de la estructura $D_i = 28.60$ mm, ancho de los anillos $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.035$ mm, para el rango de 2 – 22 GHz.

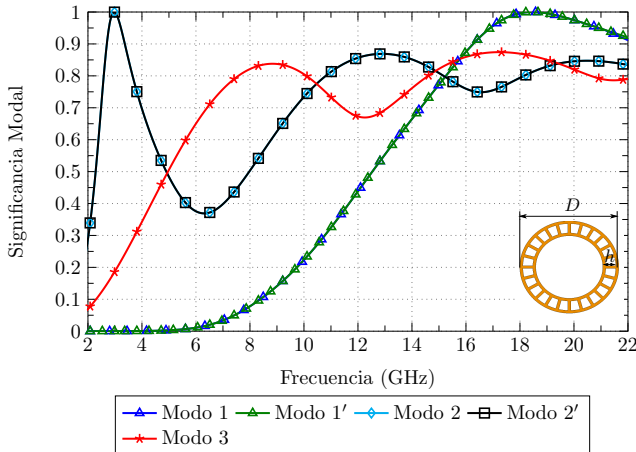


Figura 2.42: Significancia modal de los cinco primeros modos del conjunto de anillos cortocircuitados con 24 sectores, con las siguientes dimensiones: Diámetro externo del conjunto $D = 42$ mm, diámetro interno de la estructura $D_i = 28.60$ mm, ancho de los anillos $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.035$ mm, para el rango de 2 – 22 GHz.

var, el Modo 1 resuena para dos valores: $D_i = 27.87$ mm con $h = 4.04$ mm, y $D_i = 23.40$ mm con $h = 5.04$ mm.

Al considerar $h = 4.04$ mm y un diámetro interno variable D_i , la Fig. 2.44 presenta los resultados de α_n para un rango de D_i entre 22 y 32 mm. En la banda de 19 – 22 GHz, los valores de D_i para la resonancia del conjunto de anillos cortocircuitados ($\alpha_n = 180^\circ$) se encuentran dentro del rango de 26 – 30 mm. Para $D_i \leq 24$ mm, la estructura presenta un comportamiento capacitivo ($\alpha_n > 180^\circ$), mientras que para $D_i \geq 32$ mm tiene un comportamiento inductivo ($\alpha_n < 180^\circ$).

La significancia modal del Modo 1 se indica en la Fig.2.45. Como se observa, para valores de $D_i = 28$ mm se tiene una $MS_n \geq 0.98$ en toda la banda, constituyendo un gran valor,

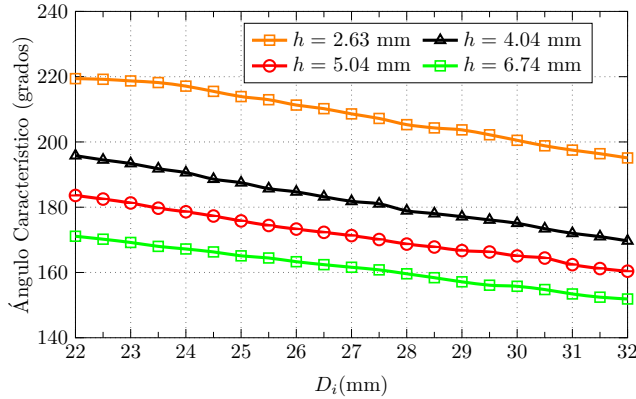


Figura 2.43: Ángulo característico a 20.50 GHz del conjunto de anillos cortocircuitados con 24 sectores ($w = 1.37$ mm), variando el diámetro interno de la estructura D_i y la separación de los anillos h , para el Modo 1.

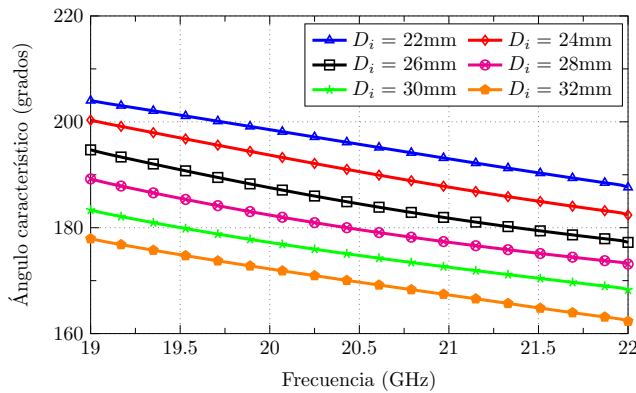


Figura 2.44: Ángulo característico del Modo 1, para el conjunto de anillos cortocircuitados con 24 sectores ($w = 1.37$ mm), variando el diámetro interno de la estructura D_i , con $h = 4.04$ mm, en el rango 19 – 22 GHz.

ya que se encuentra por encima del umbral de 0.7 comúnmente adoptado para garantizar un gran ancho de banda.

Por tanto, a modo de resumen podemos destacar que:

- Cuando se emplea una agrupación de dos anillos metálicos, aparece una nueva colección de modos: modos antena ($J_{0,n}$) y modos línea ($J_{1,n}$).
- Los diagramas de radiación de los modos antena $J_{0,n}$ son similares a los modos J_n del anillo metálico simple. En estos modos, la corriente fluye en fase en ambos anillos, por lo que la radiación se refuerza y pueden radiar más eficientemente. El modo $J_{0,1}$ presenta un mayor ancho de banda en comparación con los modos de orden superior. Esto sucede para los anillos con separación vertical y coplanares.
- En los modos línea $J_{1,n}$, la corriente fluye en contrafase, los diagramas de radiación tienen una forma de dos esferas en contrafase con plano de simetría eléctrico, y la

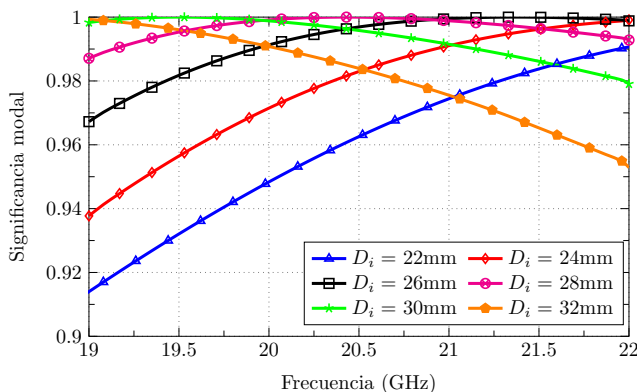


Figura 2.45: Significancia modal del Modo 1, para el conjunto de anillos cortocircuitados con 24 sectores ($w = 1.37$ mm), variando el diámetro interno de la estructura D_i , con $h = 4.04$ mm, en el rango 19 – 22 GHz.

Tabla 2.11: Frecuencia de resonancia (f_{res}), frecuencia inferior de la banda (f_L), frecuencia superior (f_U) y ancho de banda (BW_n) para los modos $J_{0,1}$ y $J_{0,1'}$, para el conjunto de dos anillos cortocircuitados separados $h = 4.16$ mm, y con dimensiones de diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.035$ mm..

2 anillos cortocircuitados	f_{res} (GHz)	f_L (GHz)	f_U (GHz)	BW_n (%)
4 sectores (Modo 1)	4.60	4.53	4.67	3.04
4 sectores (Modo 2)	2.98	2.53	3.93	46.98
8 sectores (Modo 1)	8.49	8.23	8.84	7.18
8 sectores (Modo 2)	3.01	2.51	4.02	50.17
24 sectores (Modo 1)	18.50	14.50	22	40.55
24 sectores (Modo 2)	3	2.50	3.98	49.33

radiación total disminuirá debido a la cancelación de las corrientes, por lo que tienen un ancho de banda estrecho.

- Para la estructura formada por dos anillos con separación vertical en el rango de 16 – 22 GHz, el modo $J_{0,1}$ tiene una $MS_n \geq 0.7$ con $\alpha_n = 270^\circ$ para una separación $0.25 \lambda_{20.50 GHz} < h < 0.28 \lambda_{20.50 GHz}$.
- En los anillos separados verticalmente, los modos línea $J_{1,n}$ con corriente no nula en las posiciones que ocupan los postes se desplazan a frecuencias muy altas (fuera del rango analizado, y por ese motivo no se observan en las gráficas).
- En la configuración de anillos cortocircuitados (24 sectores), el Modo 1 presenta un gran ancho de banda modal (ver Tabla 2.11) a altas frecuencias (19 – 22 GHz).

2.5.2.2. Análisis de cuerpos geométricos 3D

Como se ha visto, una placa circular con diámetro $D = 42$ mm resuena a partir de 6 GHz con un gran ancho de banda. Sin embargo, para el diseño de lentes esta estructura no es apro-

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

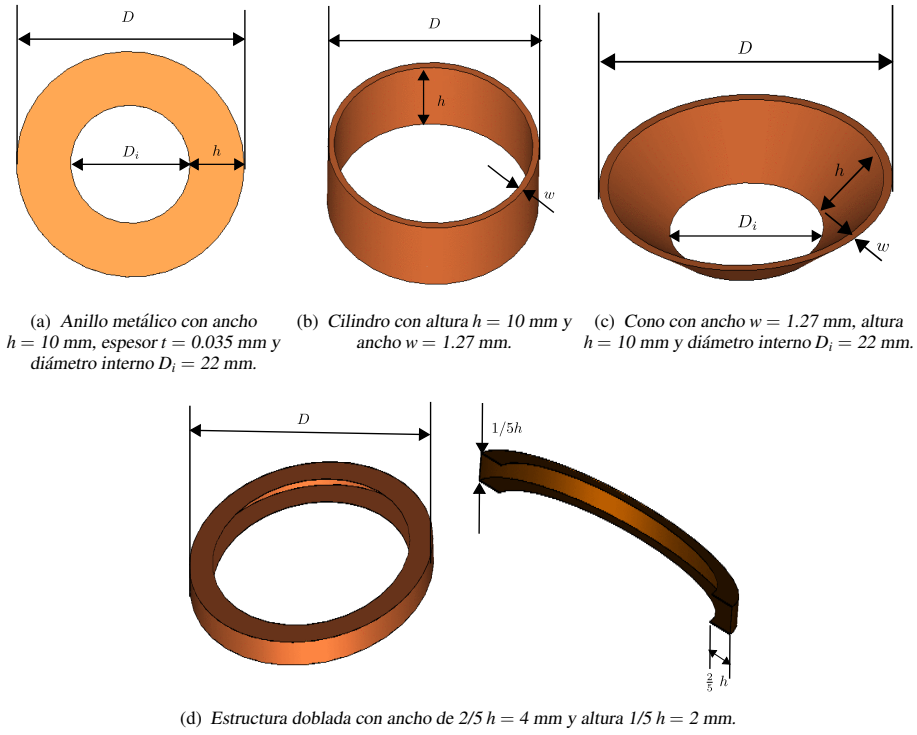


Figura 2.46: Geometría de las estructuras 3D para analizar y comparar con TMC, donde todas las estructuras tienen el mismo diámetro externo $D = 42$ mm.

piada, ya que al incidir una onda electromagnética sobre la placa, gran parte de la energía se reflejaría. Como se ha visto en la Fig. 2.46(a), una solución más apropiada sería un anillo de diámetro externo $D = 42$ mm, con un ancho $h = 10$ mm y espesor $t = 0.035$ mm, que presenta mejores características de ancho de banda para el modo antena $J_{0,1}$. Con objeto de investigar si otras estructuras 3D pueden proporcionar todavía mejor comportamiento para el modo antena $J_{0,1}$, se analizan y comparan en este apartado las estructuras formadas por un cilindro, un cono, y una estructura cilíndrica doblada. Todas estas estructuras se muestran en la Fig. 2.46, junto con el anillo ancho analizado anteriormente.

Tomando como referencia las dimensiones del anillo ancho mostrado en la Fig. 2.46(a), y manteniendo fijo el diámetro externo D , se puede generar un cilindro que tenga un ancho $w = 1.27$ mm y una altura h igual al ancho del anillo metálico (ver Fig. 2.46(b)). Siguiendo el mismo criterio, se genera un cono cuyas dimensiones se indican en Fig. 2.46(c). Finalmente, se considera una estructura cilíndrica doblada, cuyas dimensiones se muestran en Fig. 2.46(d). Como se observa, esta nueva estructura se genera al doblar el anillo de la Fig. 2.46(a), siguiendo la siguiente relación: ancho de $\frac{2}{5} h$ y altura $\frac{1}{5} h$. De esta forma, el recorrido externo completo de la nueva estructura es $2h$, y la longitud de la estructura desplegada es aproximadamente h .

Con las estructuras mencionadas, se procede a estudiar las principales características modales, tanto el ángulo característico (α_n) como la significancia modal (MS_n). Como las estructuras tienen la misma dimensión de diámetro externo D , se pueden comparar los resul-

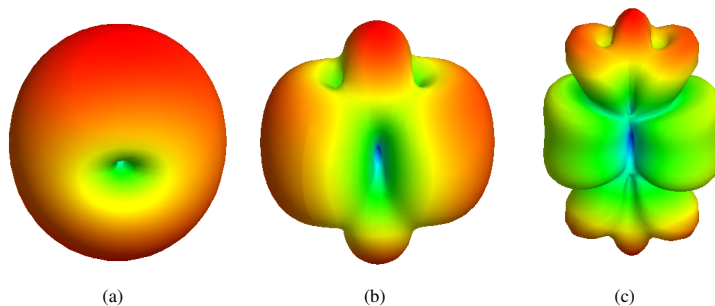


Figura 2.47: Diagrama de radiación del modo $J_{0,1}$ para el anillo metálico mostrado en Fig. 2.46(a) para las frecuencias: (a) 3 GHz. (b) 10 GHz. (c) 20 GHz.

tados para el modo fundamental y extraer las mejores características para su implementación en el diseño de lentes.

Al analizar el modo $J_{0,1}$ en el anillo metálico con las dimensiones propuestas en la Fig. 2.46(a), se destaca que hay singularidades de corriente en los bordes, y la corrientes tienen un sentido acimutal. Además se ha estudiado tan sólo uno de los dos modos degenerados, dada la simetría de la estructura. A partir de este análisis se concluye que un anillo circular es una estructura muy adecuada para ser utilizada como lente metálica, siempre y cuando su anchura h sea suficiente para tener corrientes intensas en el interior.

Una vez analizado el modo $J_{0,1}$, el siguiente paso consiste en averiguar el diagrama de radiación modal del primer modo en el intervalo de 3 GHz a 22 GHz.

La Fig. 2.47 indica el diagrama de radiación del modo $J_{0,1}$ para diferentes valores de frecuencias del anillo metálico que tiene un ancho de 10 mm. Como se puede observar, el diagrama del primer modo no es el mismo en todo intervalo de frecuencia (3 GHz – 22 GHz), a pesar que tenga la misma distribución de corrientes en toda la banda (distribución de corrientes similar al indicada en la Fig. 2.48(a)).

Al aumentar el radio del anillo, los modos dominantes se incrementan. Por lo que el diagrama de radiación del modo fundamental $J_{0,1}$ puede variar en un rango de frecuencias determinado, debido a la presencia de corrientes radiales en la estructura que también contribuyen en el diagrama.

Como los diagramas de campo lejano del modo $J_{0,1}$ presentan tres variaciones diferentes del diagrama en la banda de 3 GHz – 22 GHz, esto sugiere que a partir de 10 GHz, se presenta una nueva distribución de corrientes en la estructura que también tiene un máximo en la dirección de vertical. Por tal motivo se define una nueva distribución de corrientes radiales en la estructura.

En la Fig. 2.48 se muestran las corrientes de tres modos principales con sus degenerados. Hay un modo $J_{0,n}$ con las corrientes en la dirección acimutal y un modo $J_{1,n}$ radial con las corrientes en el sentido radial.

La Fig. 2.48(a) indica las corrientes del modo $J_{0,1}$ en la polarización vertical (eje y), mientras que el modo degenerado $J_{0,1'}$ (ver Fig.2.48(c)) presenta las corrientes en la dirección horizontal (eje x). Por lo tanto, se tiene dos modos dominantes para la dirección acimutal.

Fig. 2.48(b) presenta un modo con una variación radial de corrientes en fase, con dos nulos en la dirección horizontal. Por nomenclatura, a este modo se llama $J_{1,1}$ radial, donde

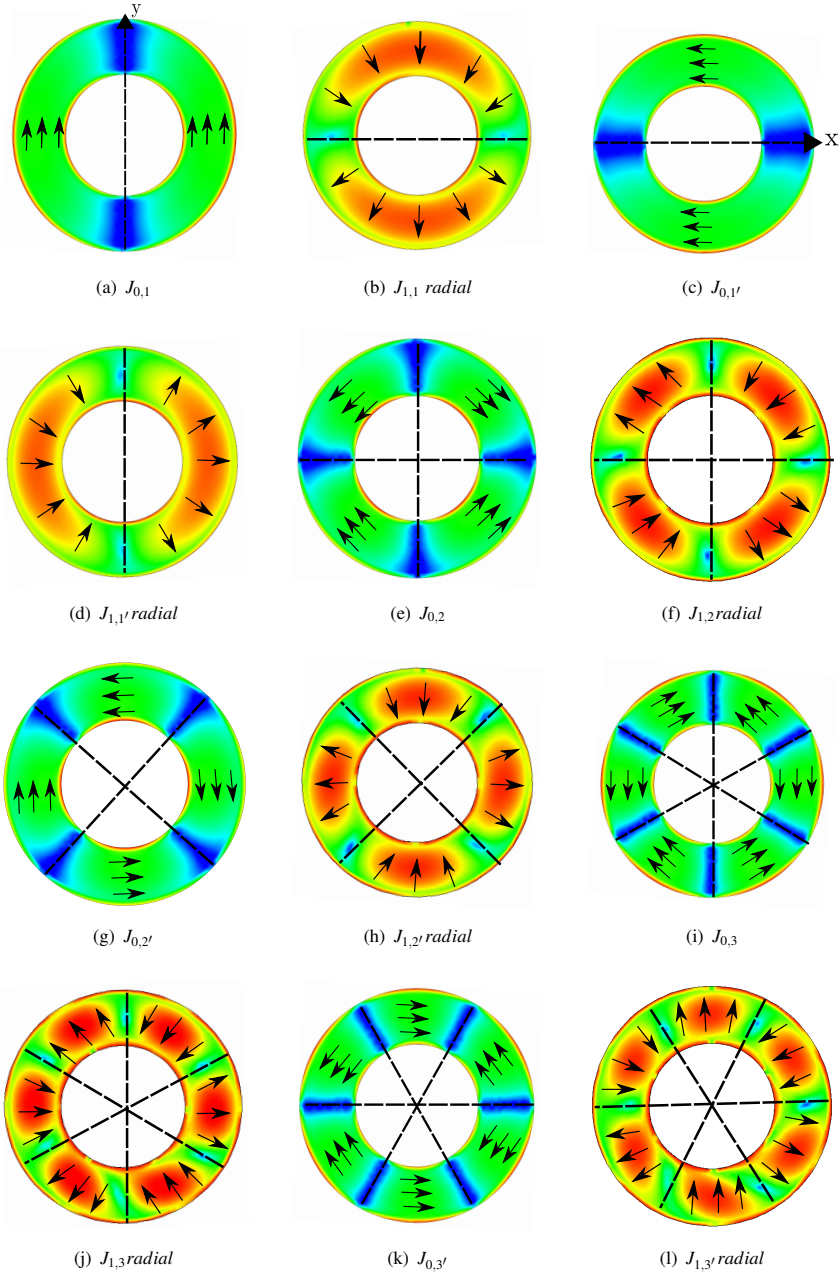


Figura 2.48: Esquema de corrientes de los 6 primeros modos con variación acimutal $J_{0,n}$, y los 6 primeros modos $J_{1,n}$ radial con cambio radial, para el anillo metálico mostrado en Fig. 2.46(a).

los dos nulos de corriente que se encuentran en la dirección horizontal, en el cual se separan la distribución de corrientes radiales en dos partes (superior e inferior), conservándose la misma fase en las corrientes. A cambio, la distribución de corrientes radiales en dirección

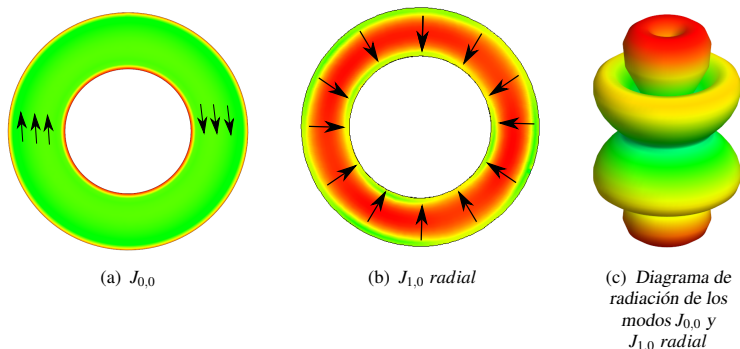


Figura 2.49: Esquema de corrientes de los modos bucle $J_{0,0}$, y $J_{1,0 radial}$, para el anillo metálico mostrado en Fig. 2.46(a).

horizontal respecto a su eje de simetría, se denomina $J_{1,1' radial}$ (ver Fig. 2.48(d)). En consecuencia, se tiene dos modos dominantes para la dirección radial.

Para la situación de dos polarizaciones se tiene dos modos dominantes en la dirección acimutal: $J_{0,2}$ (ver Fig. 2.48(e)) y $J_{0,2'}$ (ver Fig. 2.48(g)) ; y dos modos en el sentido radial $J_{1,2 radial}$ (ver Fig. 2.48(f)), y $J_{1,2' radial}$ (ver Fig. 2.48(h)). Asimismo, en la caso de tres polarizaciones se tiene los siguientes modos dominantes: $J_{0,3}$ (ver Fig. 2.48(i)), $J_{1,3 radial}$ (ver Fig. 2.48(j)), $J_{0,3'}$ (ver Fig. 2.48(k)), y $J_{1,3' radial}$ (ver Fig. 2.48(l)). En total hay 4 modos dominantes, 2 para cada polarización.

Además, para los modos bucle, se tiene el modo $J_{0,0}$ cuyas corrientes se dirigen en forma circular a lo largo de la estructura (ver Fig. 2.49(a)), y el modo $J_{1,0 radial}$ (ver Fig. 2.49(b)) en el cual las corrientes se encuentran apuntando al centro de la estructura. El diagrama de radiación de ambos modos son similares, y presentan una característica omnidireccional tal como se indica en la Fig.2.49(c).

El diagrama de radiación de los modos acimutales y radiales mencionados a 20.50 GHz, se presentan en la Fig. 2.50. Estos diagramas se mantienen en la misma forma para el intervalo de 19 GHz a 22 GHz. Como se puede observar los cuatro primeros modos $J_{0,1}$, $J_{0,1'}$, $J_{1,1 radial}$, y $J_{1,1' radial}$ con polarización vertical (ver Fig. 2.50(a)–Fig. 2.50(d)) presentan un máximo en la dirección de propagación (eje vertical). Mientras, que los diagramas de radiación de los modos de orden superior se observa el nulo en la dirección vertical.

El siguiente paso consiste en analizar la fase característica y la significancia modal de los modos radiales y acimutales en el anillo metálico.

La Fig. 2.51 presenta la fase característica de los 14 primeros modos del anillo metálico presentado en Fig. 2.46(a). Como se puede observar, el modo $J_{0,1}$ y su degenerado $J_{0,1'}$ son los únicos modos que resuenan ($\alpha_n = 180^\circ$) en el rango de 3 GHz a 6 GHz, mientras que a frecuencias altas (18 GHz – 22 GHz) los modos que se acercan a resonancia ($\alpha_n = 170^\circ$) son: $J_{0,1}$, $J_{0,1'}$, $J_{0,2}$, $J_{0,2'}$, $J_{0,3}$, $J_{0,3'}$ y el modo lazo $J_{0,0}$. Note que los modos radiales $J_{1,1 radial}$, $J_{1,2 radial}$ y $J_{1,3 radial}$, con sus modos degenerados ($J_{1,1' radial}$, $J_{1,2' radial}$, y $J_{1,3' radial}$), presentan un comportamiento capacitivo ($\alpha_n > 180^\circ$), en toda la banda de frecuencias analizada, mientras que $J_{1,0 radial}$ expone un comportamiento inductivo ($\alpha_n < 180^\circ$) en la banda de interés.

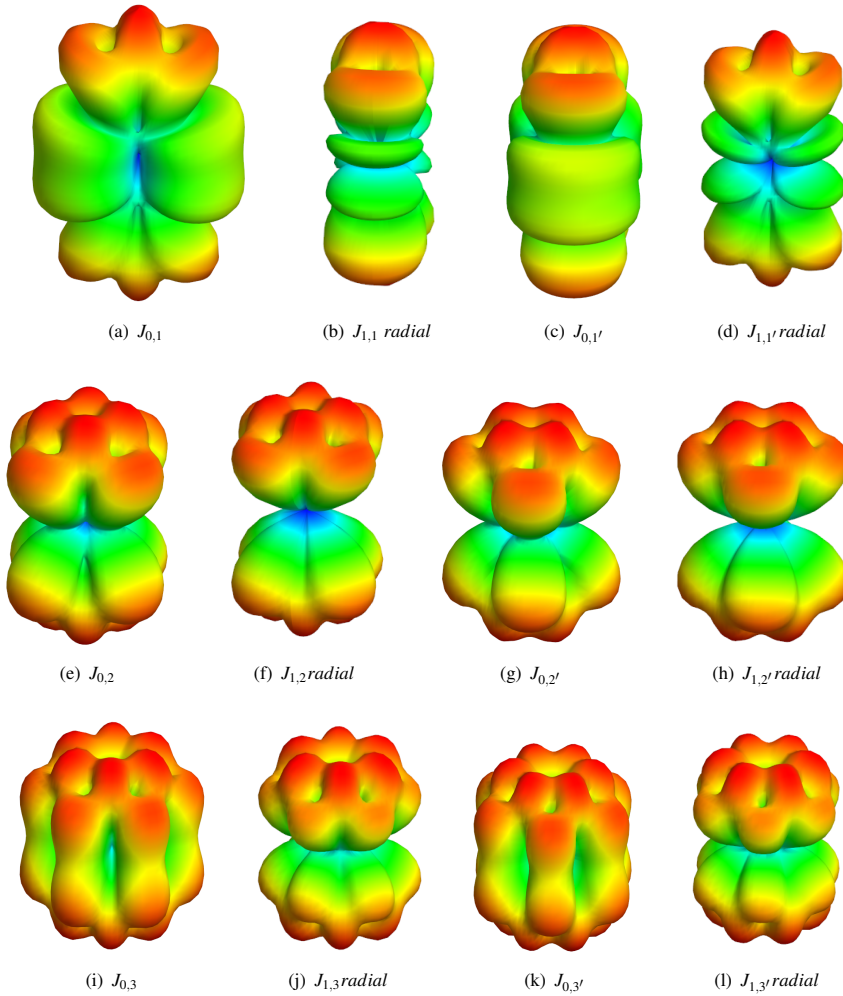


Figura 2.50: Diagrama de radiación de los modo radiales y acimutales del anillo metálico mostrado en Fig. 2.46(a) a 20.50 GHz.

La MS_n de los primeros 14 modos se indica en la Fig. 2.52. Las características generales más importantes a tener en cuenta de MS_n en el anillo metálico que tiene un ancho de 10 mm son:

- El modo $J_{0,1}$ y su degenerado $J_{0,1'}$ es significativo ($MS_n \geq 0.7$) en el intervalo de 2.55 GHz – 6 GHz, y en el rango de 9 GHz – 22 GHz (ver Tabla 2.12).
- Para el par de modos $J_{0,2} - J_{0,2'}$, en el intervalo de 5 GHz – 22 GHz se observa que tienen una $MS_n \geq 0.7$, con un $BW > 100\%$.
- Al analizar el conjunto $J_{0,3} - J_{0,3'}$, en el intervalo de 7.90 GHz – 22 GHz los modos son significativos, consiguiendo un $BW > 100\%$.

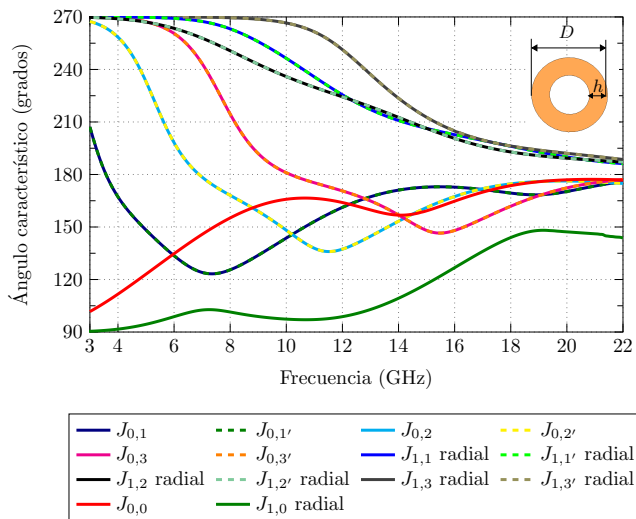


Figura 2.51: Ángulo característico de los primeros 14 modos del anillo metálico presentado en Fig. 2.46(a), considerando el diámetro externo de la estructura $D = 42$ mm, con $h = 10$ mm, y un espesor de 0.035 mm, en el intervalo de 3 GHz a 22 GHz.

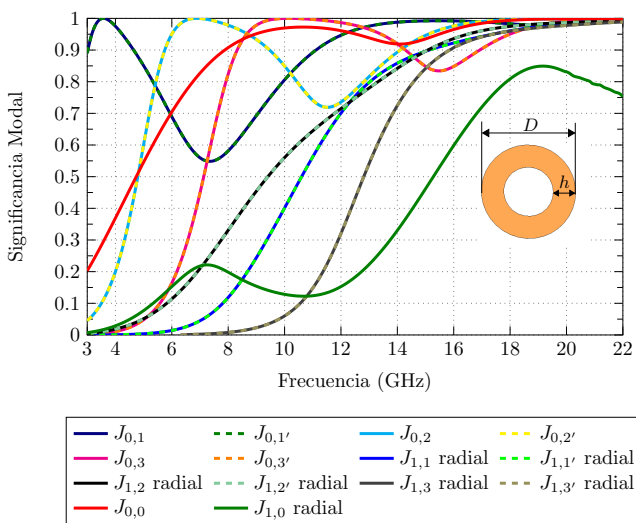


Figura 2.52: Significancia modal de los primeros 14 modos del anillo metálico presentado en Fig. 2.46(a), considerando el diámetro externo de la estructura $D = 42$ mm, con $h = 10$ mm y un espesor de 0.035 mm, en el intervalo de 3 – 22 GHz.

- Los modos $J_{1,1} radial$, $J_{1,2} radial$, con sus modos degenerados ($J_{1,1'} radial$, $J_{1,2'} radial$) tienen una $MS_n \geq 0.7$ a partir de 12 GHz.
- El modo $J_{1,0} radial$ tiene una $MS_n \geq 0.7$ a partir de 16.83 GHz.
- El modo $J_{0,0}$ es significativo en el intervalo de 5.98 GHz a 22 GHz.

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

Tabla 2.12: Frecuencia de resonancia (f_{res}), frecuencia inferior de la banda (f_L), frecuencia superior (f_U) y ancho de banda (BW_n) para los modos $J_{0,1}$ y $J_{0,1'}$, en el anillo metálico que tiene un diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $h = 10$ mm y espesor $t = 0.035$ mm.

Anillo	f_{res} (GHz)	f_L (GHz)	f_U (GHz)	BW_n (%)
1 ^a resonancia	3.55	2.50	5.90	95.77
2 ^a resonancia	20	9.13	22	64.35

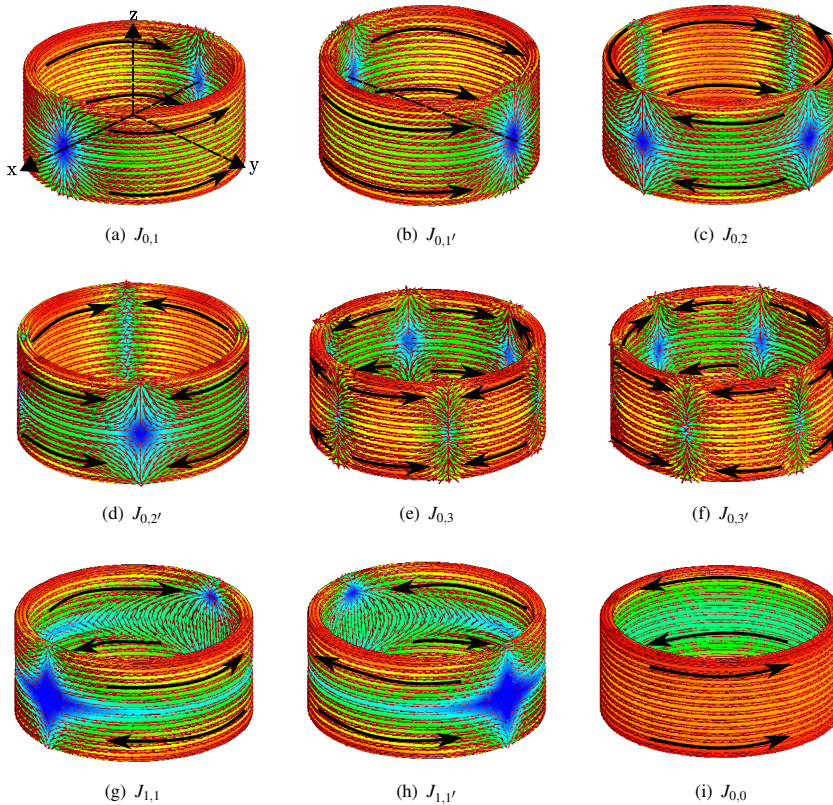


Figura 2.53: Distribución de corrientes de los primeros 7 modos con variación acimutal $J_{0,n}$, y los 2 primeros modos $J_{1,n}$ con cambio en z , para el cilindro metálico mostrado en Fig. 2.46(b).

Como se puede notar, al analizar los modos de orden superior en el anillo metálico, a frecuencias altas, estos llegan a ser significativos y pueden ser excitados y tener influencia en el diagrama de radiación de la estructura.

Siguiendo la misma pauta que para el caso del anillo PEC analizado, se determinan la distribución de corrientes modales y los diagramas de radiación de la estructura cilíndrica. Como resultado, para el cilindro propuesto en la Fig. 2.46(b), aparece una nueva colección de modos, tal como se aprecia en la Fig. 2.53.

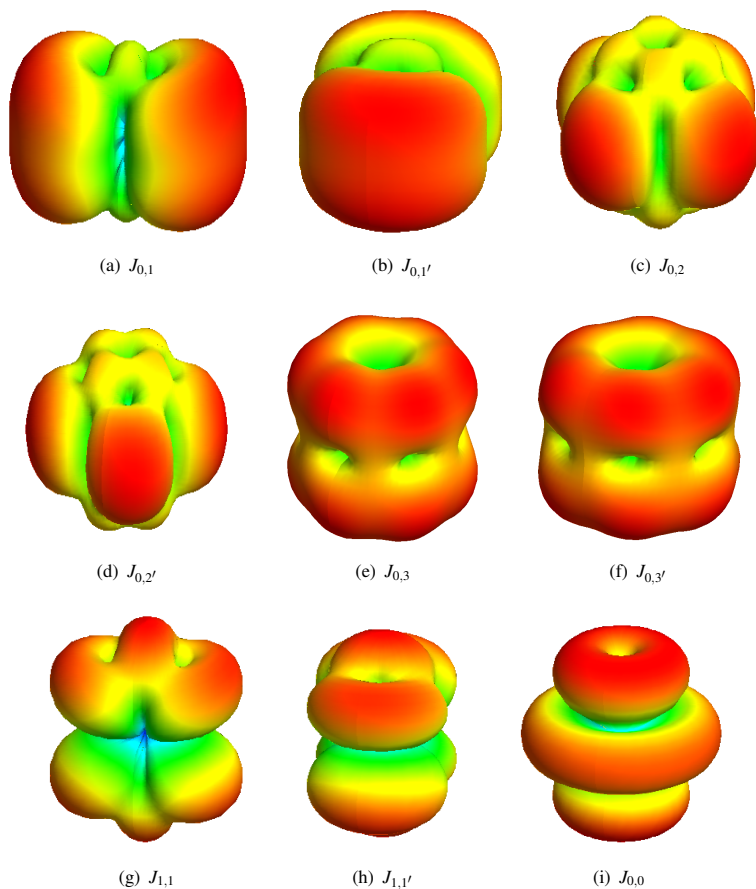


Figura 2.54: Diagrama de radiación de los modos del cilindro metálico presentados en la Fig. 2.53 a 20.50 GHz.

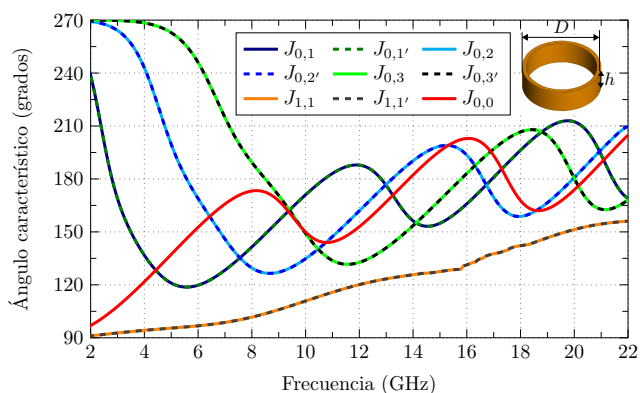


Figura 2.55: Ángulo característico de los primeros 9 modos del cilindro metálico, con diámetro externo $D = 42$ mm, $w = 1.27$ mm y altura $h = 10$ mm, en el rango de 2 GHz a 22 GHz.

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

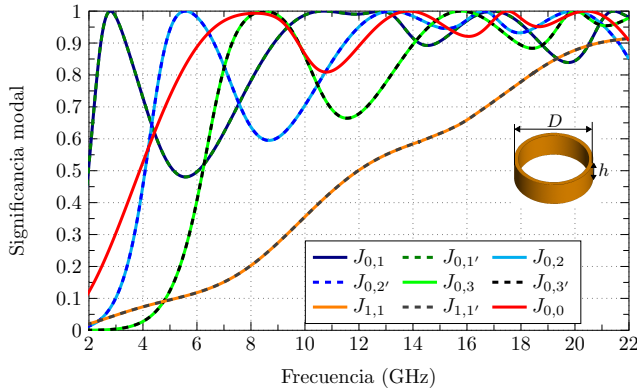


Figura 2.56: Significancia modal de los primeros 9 modos del cilindro metálico, con diámetro externo $D = 42$ mm, $w = 1.27$ mm y altura $h = 10$ mm, en el intervalo de 2 GHz a 22 GHz.

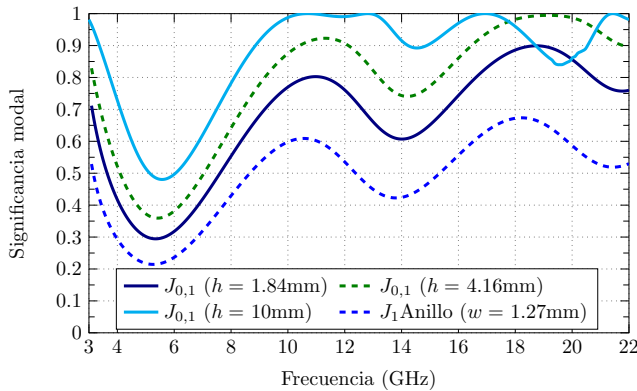


Figura 2.57: Comparación de la significancia modal del modo $J_{0,1}$, para diferentes alturas h del cilindro metálico, con el diámetro externo de la estructura $D = 42$ mm y $w = 1.27$ mm, en el rango 3 – 22 GHz.

Se puede definir un nuevo conjunto de modos $J_{z,n}$, donde el primer índice z considera la variación en la dirección vertical de las corrientes en el cilindro y n indica el orden del modo. Considerando que no existe variación de corrientes $z = 0$, y haciendo una analogía con los modos de un anillo metálico, los modos $J_{0,1}$ (Fig. 2.53(a)), $J_{0,1'}$ (Fig. 2.53(b)), $J_{0,2}$ (Fig. 2.53(c)), $J_{0,2'}$ (Fig. 2.53(d)), $J_{0,3}$ (Fig. 2.53(e)), y $J_{0,3'}$ (Fig. 2.53(f)), en el que la corriente fluye en la misma dirección (en fase) en la estructura, se denominan modos antena $J_{0,n}$.

Siguiendo el mismo criterio, para una variación vertical de corrientes $z = 1$, los modos $J_{1,1}$ (Fig. 2.53(g)), y $J_{1,1'}$ (Fig. 2.53(h)), son llamados modos línea de transmisión, donde la corriente tiene 180° de diferencia de fase.

Los diagramas de radiación asociados a los modos antena y línea de transmisión de la Fig. 2.53 se indica en la Fig. 2.54. Para el modo antena $J_{0,1}$ (Fig. 2.54(a)), con su degenerado $J_{0,1'}$ (Fig. 2.54(b)), y los modos línea $J_{1,1}$ (Fig. 2.54(g)), $J_{1,1'}$ (Fig. 2.54(h)) los diagramas presentan un lóbulo en la dirección z .

Considerando los modos $J_{0,2}$, y $J_{0,3}$ con los modos degenerados ($J_{0,2'}$, $J_{0,3'}$), los diagramas presentan un nulo en la dirección de propagación (eje z), y los lóbulos de radiación se incrementan a medida que crece el orden del modo.

El modo $J_{0,0}$ (ver Fig. 2.53(i) y Fig. 2.54(i)), presenta un comportamiento inductivo, debido a que las corrientes forman un bucle cerrado sobre el cilindro metálico.

Los valores de α_n y MS_n de un cilindro metálico con altura $h = 10$ mm indicado en la Fig. 2.46(b), se muestran en la Fig. 2.55 y la Fig. 2.56, respectivamente.

Es estas figuras resulta muy interesante resaltar, como ya se comenta en [113], que para una altura h significativa del cilindro, el modo uniforme $J_{0,0}$ y el modo $J_{0,1}$ pueden presentar más de una resonancia. Las resonancias son debidas a las variaciones acimutales y en z .

Como se evidencia, el par de modos $J_{0,1} - J_{0,1'}$ presenta 5 frecuencias de resonancia: 2.50 GHz, 10.74 GHz, 12.83 GHz, 16.98 GHz y 21.41 GHz. Para el par $J_{0,2} - J_{0,2'}$, las frecuencias de resonancia se encuentran en: 5.64 GHz, 13.26 GHz, 16.62 GHz y 20 GHz. Mientras que en el conjunto de modos $J_{0,3} - J_{0,3'}$, las resonancias se ubican en: 8.48 GHz, 15.83 GHz y 20 GHz. Estos modos tienen una distribución de corrientes similar a los modos $J_1 - J_3$ del anillo, y de los modos antena $J_{0,1} - J_{0,3}$ del conjunto de dos anillos PEC. El modo $J_{0,0}$ presenta un comportamiento inductivo ($\alpha_n < 180^\circ$) en el intervalo de 3 – 14 GHz, con distribución de corriente similar al modo J_0 del anillo metálico. En altas frecuencias las resonancias del modo $J_{0,0}$ se encuentran en: 14 GHz, 17.49 GHz y 20.45 GHz.

La MS_n de los siete primeros modos se indica en Fig. 2.56. Como se puede observar, para el modo $J_{0,1}$ se obtienen, a partir de 7.50 GHz, valores de $MS_n \geq 0.7$, correspondiente a una altura del cilindro $h = 0.25 \lambda_{7.50 \text{ GHz}}$. Pero, acompañando al modo fundamental $J_{0,1}$, los otros modos $J_{0,2}$ y $J_{0,3}$, junto con $J_{0,0}$, también son significativos, lo que podría influenciar negativamente en el diagrama de radiación de la lente. Por tal motivo, es necesario realizar un estudio paramétrico del cilindro metálico, para averiguar la altura óptima de la estructura, de tal manera que sólo sea significativo el modo $J_{0,1}$.

El paso siguiente es estudiar, para el modo $J_{0,1}$, el efecto sobre el ancho de banda al variar la altura h de la estructura. Se desea observar, en especial a partir de la segunda resonancia, el valor de MS_n , por lo que el análisis se restringe al intervalo de 3 – 22 GHz.

La Fig. 2.57 presenta los valores de MS_n al considerar diferentes alturas del cilindro h para el modo $J_{0,1}$. Además, en la Tabla 2.13 se realiza un resumen de la frecuencia de resonancia y el ancho de banda del modo $J_{0,1}$ para la estructura estudiada (cilindro con diámetro externo $D = 42$ mm).

Las conclusiones más importantes que se pueden extraer son:

- Para un cilindro con $h = 0.035$ mm (anillo analizado con $w = 1.27$ mm), el modo $J_{0,1}$ tiene valores de $MS_n \leq 0.7$, por lo tanto este modo es difícil de excitar en el rango de 3 – 22 GHz.
- En el intervalo de 9 – 12 GHz, se obtiene una $MS_n \geq 0.7$ para $h \geq 1.84$ mm.
- Al aumentar la altura del cilindro, empieza a aparecer una segunda zona de resonancia a partir de 10 GHz, en el cual el ancho de banda de esta zona es mayor cuanto más grande es la altura del cilindro. Note que en 10 mm ya se observa un ancho de banda muy grande para la segunda banda.

Continuando con el estudio, es necesario realizar la comparación del comportamiento modal del modo $J_{0,1}$ del anillo con diámetro interno $D_i = 22$ mm (radio $a = 11$ mm) ancho

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

Tabla 2.13: Frecuencia de resonancia (f_{res}), frecuencia inferior de la banda (f_L), frecuencia superior (f_U) y ancho de banda (BW_n) para los modos $J_{0,1}$ y $J_{0,1'}$, para el cilindro con diámetro externo $D = 42$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y altura variable h .

Cilindro	f_{res} (GHz)	f_L (GHz)	f_U (GHz)	BW_n (%)
$h = 4.16$ mm (1ª resonancia)	2.59	2.24	3.38	44.02
$h = 4.16$ mm (2ª resonancia)	19.21	8.43	22	70.64
$h = 10$ mm (1ª resonancia)	2.80	2.20	4.09	67.5
$h = 10$ mm (2ª resonancia)	10.73	7.52	22	> 100
$h = 10$ mm (3ª resonancia)	12.83	7.52	22	> 100
$h = 10$ mm (4ª resonancia)	16.98	7.52	22	85.27

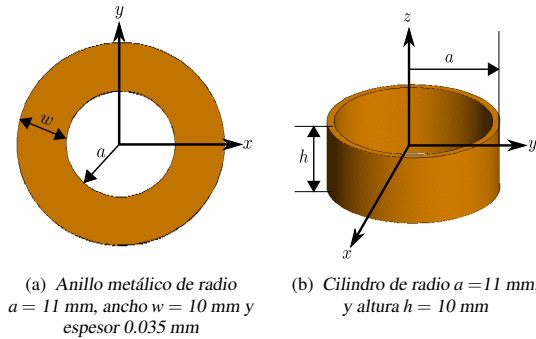


Figura 2.58: Geometrías con el mismo radio interno para comparar el modo $J_{0,1}$.

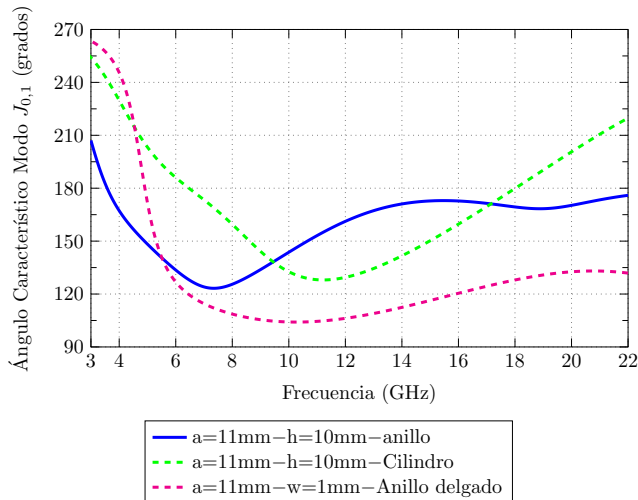


Figura 2.59: Comparativa del ángulo característico del modo $J_{0,1}$, para las estructuras mostradas en Fig. 2.58, y el anillo delgado (con radio $a = 11$ mm, altura $h = 10$ mm, y ancho $w = 10$ mm) en el rango 1 GHz a 22 GHz.

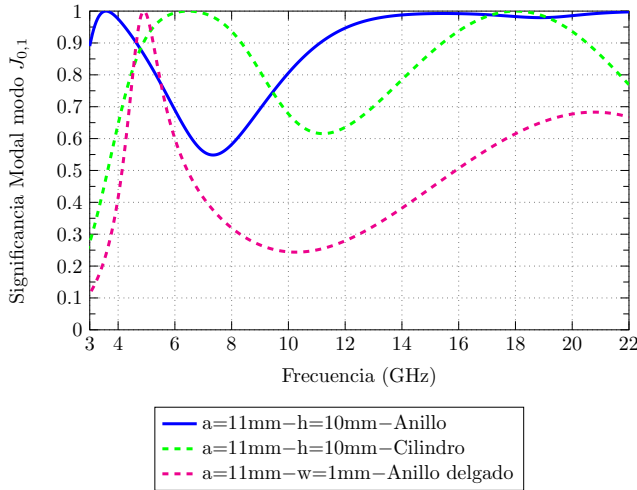


Figura 2.60: Comparativa de la significancia modal del modo $J_{0,1}$, para las estructuras mostradas en Fig. 2.58, y el anillo delgado (con radio $a = 11$ mm, altura $h = 10$ mm, y ancho $w = 10$ mm) en el rango 1 GHz a 22 GHz.

$w = 10$ mm y espesor 0.035 mm, junto con el cilindro que tiene un radio externo $a = 11$ mm, ancho $w = 1$ mm, y una altura $h = 10$ mm, tal como se observa en la Fig. 2.58.

La Fig. 2.59 y Fig. 2.60 muestra los valores de α_n y MS_n para el modo $J_{0,1}$ de un anillo delgado (radio $a = 11$ mm, $w = 1$ mm y espesor 0.035 mm), anillo con ancho $w = 10$ mm, y el cilindro con $h = 10$ mm. Como se puede ver, se tiene un ancho de banda estrecho para el anillo delgado, mientras que el ancho de banda se incrementa cuando aumenta la altura de la estructura (cilindro con $h = 10$ mm y anillo con $w = 10$ mm).

Además, para el anillo con ancho $w = 10$ mm el modo $J_{0,1}$ presenta una primera resonancia alrededor de 3.5 GHz, y una segunda resonancia en torno a 20 GHz. En esta segunda resonancia se observa un gran ancho de banda de radiación.

Finalmente, es necesario realizar la comparación del comportamiento modal del modo $J_{0,1}$ con otras estructuras de similares dimensiones, como el cono (ver Fig. 2.46(c)) o la estructura cilíndrica doblada (Fig.2.46(d)).

Los valores de α_n y MS_n para el modo $J_{0,1}$ se presentan en Fig. 2.61 y Fig. 2.62, respectivamente. Las conclusiones más importantes que se pueden extraer son:

- Todas las estructuras presentan un gran ancho de banda en el intervalo de 2 – 22 GHz.
- El cilindro presenta un mejor ancho de banda modal en el intervalo 8 – 22 GHz.
- El cono y el anillo presentan una fase muy plana en el intervalo de 14 – 22 GHz.
- Se puede obtener una estructura muy compacta al doblar el anillo o el cilindro, la cual presenta una $MS_n \geq 0.7$ en el intervalo de 10 – 22 GHz. Además, se observa una fase plana cerca de resonancia en el rango de 10 – 22 GHz.

Además, como se analizó en el caso del cilindro (ver Fig. 2.55), los modos $J_{0,2}, J_{0,3}$, y $J_{0,0}$ también presentan más de dos resonancias en el intervalo de 3 GHz a 22 GHz.

La Tabla 2.14 presenta los intervalos de frecuencias donde los modos de orden superior junto con el modo fundamental $J_{0,1}$ llegan a ser significativos ($MS \geq 0,7$), para el cono y

2.5 La TMC en cuerpos geométricos regulares simples.

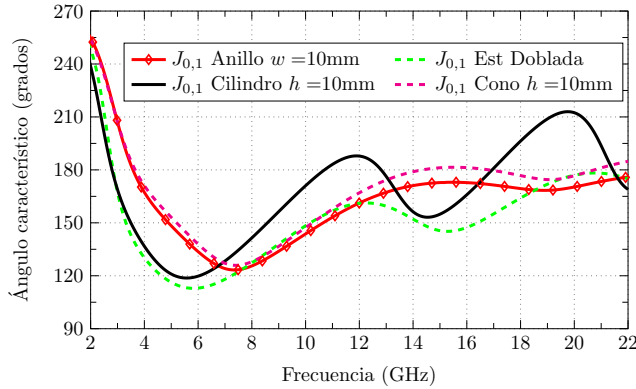


Figura 2.61: Ángulo característico del modo $J_{0,1}$ para las estructuras 3D presentadas en la Fig. 2.46, considerando el diámetro externo de la estructura $D = 42$ mm, con $h = 10$ mm, en el rango 2 – 22 GHz.

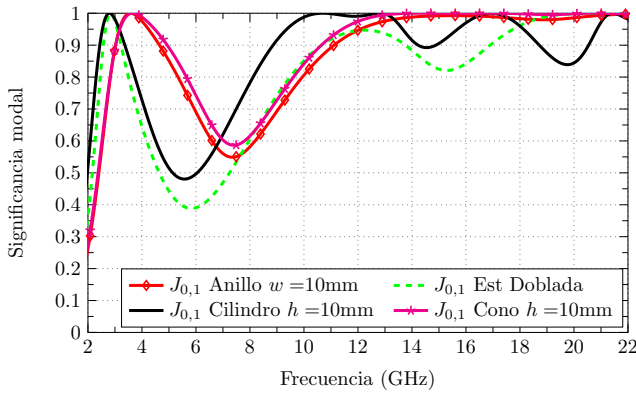


Figura 2.62: Significancia modal del modo $J_{0,1}$ para las estructuras 3D presentadas en la Fig.2.46, considerando el diámetro externo de la estructura $D = 42$ mm, con $h = 10$ mm, en el rango 2 – 22 GHz.

Tabla 2.14: Frecuencia de resonancia (f_{res}), frecuencia inferior de la banda (f_L), frecuencia superior (f_U) y ancho de banda (BW_n) para los modos $J_{0,1}$ y $J_{0,1}'$, para el cono y la estructura doblada, con diámetro externo $D = 42$ mm, estudiadas.

Estructura	f_{res} (GHz)	f_L (GHz)	f_U (GHz)	BW_n (%)
cono $h = 10$ mm				
1ª resonancia	3.64	2.12	6.24	≥ 100
2ª resonancia	[14 – 20.76]	8.80	22	≥ 90
Estructura doblada				
1ª resonancia	2.70	1.90	3.90	74.07
2ª resonancia	20.50	9	22	63.41

la estructura doblada. Obsérvese que aunque no se considera la estructura de alimentación,

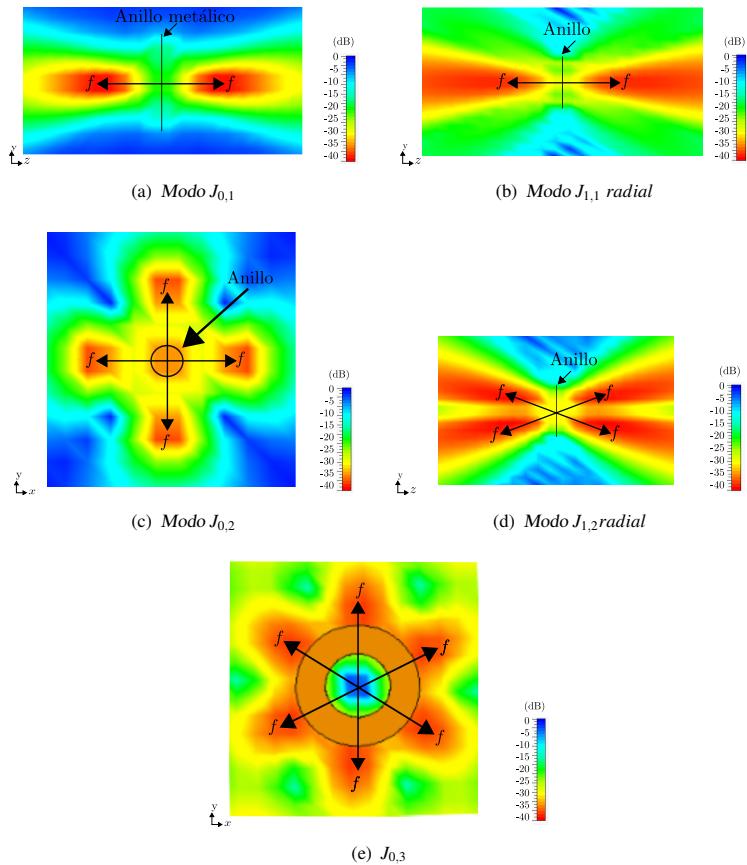


Figura 2.63: Campo cercano de los 3 primeros modos con variación acimutal $J_{0,n}$, y los 3 primeros modos $J_{1,n}$ radial con cambio radial, para el anillo metálico mostrado en Fig. 2.58(a) a 20.50 GHz.

podemos predecir con precisión la forma que tienen las corrientes resonantes en la estructura a través del análisis TMC.

2.5.3. Análisis de campo cercano

El estudio de campo cercano se utiliza para buscar la posición de la alimentación para excitar el modo deseado. En esta sección se analiza el campo cercano de las estructuras analizadas en la sección 2.5.2 que tengan mejores características modales en la banda de 19 GHz a 22 GHz. Las estructuras que se consideran son: el anillo con diámetro interno $D_i = 22$ mm (radio $a = 11$ mm) ancho $w = 10$ mm y espesor 0.035 mm, junto con el cilindro que tiene el mismo diámetro externo del anillo con una altura $h = 10$ mm, tal como se observa en la Fig.2.58.

La distribución de corrientes modales del anillo se indica en la Fig.2.48 donde se observa que para la polarización vertical se tiene dos modos dominantes el modo $J_{0,1}$ y el modo $J_{1,1}$ radial. El campo cercano de estos modos se observa en la Fig. 2.63(a) y en la Fig. 2.63(b). Como se puede ver, en la representación del campo radiado se observa dos

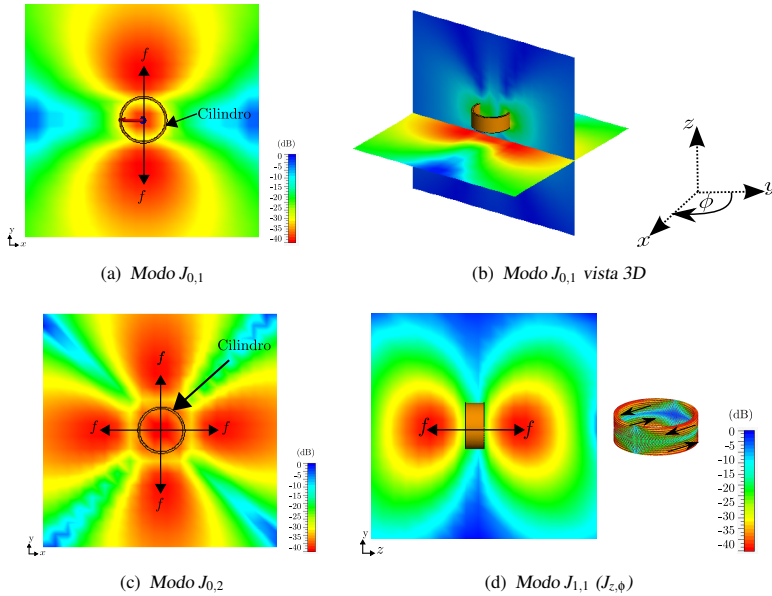


Figura 2.64: Campo cercano de los 3 primeros modos con variación acimutal $J_{0,n}$, y el modo $J_{1,1}$ con variación en z para el cilindro metálico mostrado en la Fig. 2.58(b) a 20.50 GHz.

campos intensos en la dirección z . Para excitar este modo se tiene que alimentar el anillo simétricamente, ubicando la antena de alimentación a una distancia f de la estructura circular. El campo cercano de estos modos indica que al alimentar simétricamente el anillo, se puede conseguir que la antena se comporte como lente.

El campo cercano del modo $J_{0,2}$ se muestra en la Fig. 2.63(c), mientras que del modo $J_{1,2}$ radial se presenta en la Fig. 2.63(d). Como se puede ver, estos modos se pueden excitar con un corto desplazamiento en el plano $x - y$ y del alimentador con respecto al anillo, mientras que al aumentar el margen de desplazamiento del alimentador se excita el modo $J_{0,3}$ (ver Fig. 2.63(e)).

Resumiendo el modo fundamental $J_{0,1}$ se puede excitar alimentando el anillo simétricamente, mientras que al cambiar las alturas y desplazando la alimentación se excitan los modos de orden superior, dejando de excitarse el modo fundamental.

El campo radiado del modo $J_{0,1}$ en el cilindro se presenta en la Fig. 2.64(a), donde se observa que el campo en la estructura funciona como modo dipolo de banda ancha. Además en la Fig. 2.64(b) se mira que el campo no se propaga en la dirección z . Para excitar este modo se debe alimentar la estructura circular en forma lateral (plano $x-y$) a una distancia f del cilindro.

El campo cercano del modo $J_{0,2}$ se indica en la Fig. 2.64(a), en el cual se observa que el campo se propaga en el interior y exterior de la guía. Este modo se excita por el desplazamiento de la antena de alimentación en el plano $x-y$ y a una distancia f de la guía. El modo que se propaga en la dirección z es el modo $J_{1,1}$ (ver Fig. 2.64(d)) en el cual se tiene una onda estacionaria en z y en ϕ .

Finalmente, con la representación del campo próximo se puede ver las zonas desde donde se debería ubicar el alimentador. Además, para que se acople el anillo con el modo $J_{0,1}$ se debe poner la antena de alimentación en la zonas de campos intensos del modo fundamental.

En el siguiente capítulo se estudiarán los modos en las estructuras 3D analizadas (anillo, cilindro, cono, y estructura doblada), que tienen mayor relación con el campo dispersado al incidir una onda plana.

2.6. Conclusiones

Tras el análisis efectuado mediante la TMC de las diferentes estructuras mostradas en el presente capítulo, las conclusiones que se pueden obtener son:

1. El análisis de los modos característicos permite obtener las frecuencias de resonancia del modo fundamental, así como las resonancias de los modos de orden superior, sin necesidad de ninguna fuente. Los resultados del análisis con la TMC permiten identificar los modos de interés, así como la excitación más adecuada para la estructura electromagnética, con objeto de lograr un rendimiento adecuado en una frecuencia específica o en un rango de frecuencias deseado.
2. Los modos característicos aportan una visión física fenómeno de radiación. Con este conocimiento se puede realizar un diseño controlado de la lente. Este proceso se indicará en capítulos posteriores.
3. Se ha analizado los modos de diversas estructuras 2D y 3D con simetría de revolución, para ver su potencial en cuanto a ser empleados en el diseño de lentes. Se han comparado el cilindro, cono, y anillo plano, encontrando que al incrementar el ancho del anillo metálico de referencia analizado con $D_i = 22\text{mm}$, se consigue una segunda resonancia a altas frecuencias ($16 < f < 22 \text{ GHz}$) para $w \geq 10 \text{ mm}$. Esta segunda resonancia presenta un ancho de banda de radiación muy grande, lo que es muy atractivo para el diseño de lentes, como se verá en los capítulos posteriores.
4. Cuando se analiza un conjunto de 2 anillos PEC (configuración coplanar y configuración con separación vertical), aparece una nueva colección de modos: los modos antena ($J_{0,n}$), con la dirección de las corrientes en fase en los dos anillos, y los modos línea ($J_{1,n}$), cuyas corrientes fluyen en direcciones opuestas. El modo antena $J_{0,1}$ es el modo con mayor ancho de banda en comparación con los modos de orden superior y la radiación en este modo se refuerza, ya que las corrientes se encuentran en fase en los dos anillos. En cambio, para los modo línea los diagramas tienen forma de dos esferas en contrafase con plano de simetría eléctrico y son de banda estrecha, ya que la radiación disminuye debido a la cancelación de las corrientes en los anillos.
5. Para los anillos separados verticalmente, la separación óptima h en la que el modo $J_{0,1}$ es significativo a altas frecuencias, corresponde para valores comprendidos entre 0.125λ a 0.28λ .
6. Para los anillos separados verticalmente, el modo línea $J_{1,1}$ se desplaza a frecuencias mucho más altas (que se encuentran fuera de la banda analizada) cuando los anillos se cortocircuitan.

7. Al estudiar la configuración coplanar, el Modo 1 asociado a los anillos cortocircuitados con 24 tiras metálicas (24 sectores) presentan un gran ancho de banda modal, para frecuencias que se encuentran comprendidas en el rango de 19 GHz a 22 GHz.
8. En el análisis mediante la TMC realizado en el anillo metálico de diámetro interno $D_i = 22$ mm, y ancho $w = 10$ mm, se comprueba que existen 4 modos dominantes, 2 para cada polarización. El modo $J_{0,1}$ y su degenerado $J_{0,1'}$ con las corrientes en la dirección acimutal, y el par de modos $J_{1,1}$ *radial*, $J_{1,1'}$ *radial* con las corrientes en la dirección radial. Los dos pares de modos tienen una significancia modal alta.
9. Al aumentar el ancho del anillo metálico, se observa que en esta estructura se combinan los modos de corrientes en la dirección acimutal, con otras familias de modos con corrientes en la dirección radial. La combinación de estos modos permite diseñar lentes metálicas con un gran ancho de banda. Este procedimiento se explicará en los siguientes capítulos.

Capítulo 3

Análisis y diseño de lentes metálicas

En este capítulo se estudian los principios de funcionamiento de las lentes, su potencial, y las nuevas técnicas de diseño de lentes metálicas que se han empleado en los últimos años. Además, se propondrá el análisis de incidencia de onda plana en un objeto, como método alternativo de cálculo del punto focal de estructuras metálicas.

Este capítulo está organizado en cinco secciones para introducir los conceptos básicos de las lentes y el análisis de las nuevas estructuras metálicas usando la TMC.

En la sección 3.1 se comenta brevemente los sistemas de comunicaciones que se utilizan actualmente, continuando con la sección 3.2 donde se da una visión general de las lentes, incluyendo las ventajas, desventajas, tipos de antenas y desarrollos recientes. Los conceptos matemáticos básicos de las lentes se presentan en la sección 3.3, iniciando el análisis para un caso particular de una lente dieléctrica, donde se analiza las fórmulas básicas empleadas en el diseño de este tipo de estructura, continuando la aplicación para una lente zonal de Fresnel y concluyendo en el estudio de dos placas metálicas. Seguidamente, en la sección 3.4 se realiza una breve discusión de los principales parámetros usados para mostrar el comportamiento radiante de las lentes. También en la sección 3.5, se obtendrá los puntos focales de las estructuras con mejor ancho de banda modal analizadas en capítulo 2, para posteriormente en la sección 3.6 determinar los modos que contribuyen en potencia al incidir una onda plana en el anillo metálico. Finalmente, en la sección 3.7, se determinarán las antenas más empleadas como alimentadores primarios de las lentes, donde se presentan algunos resultados de simulaciones realizadas con solver comercial y validados en dos prototipos fabricados para la banda de 10 GHz a 14 GHz y de 19 GHz a 22 GHz.

3.1. Introducción

En los últimos años, los sistemas de telecomunicación se han orientado hacia una infraestructura de información global, para ofrecer a los usuarios un acceso de banda ancha y una amplia gama de servicios. En tal escenario, los sistemas de comunicación por satélite desempeñan un papel importante, debido a sus características de alto rendimiento y su

amplia cobertura geográfica, lo que permite que estos sistemas se adapten bien a cualquier arquitectura de comunicaciones integrada y evolutiva [151].

Para proporcionar una cobertura de haz múltiple para comunicarse con una mayor cantidad de estaciones terrestres con el fin de conseguir una amplia cobertura, ganancias elevadas y mejorar la capacidad de comunicación, en los sistemas satelitales se empleaba habitualmente un reflector grande, mientras que el alimentador se desplazaba físicamente, con el objetivo de dirigir el haz hacia una posición puntual en la tierra [151]. Sin embargo, en este esquema, los haces puntuales adyacentes requieren alimentaciones contiguas que pueden superponerse. Para solucionar este problema, se ha empleado una configuración de cuatro reflectores, para la banda Ka [13]. La dificultad de esta configuración es el alto peso y coste de estos sistemas, lo que ha llevado a proponer soluciones alternativas que empleen alimentaciones múltiples por haz, al excitar varias aperturas de alimentación al mismo tiempo, lo que conlleva a aumentar la complejidad de la red de alimentación [152].

Por otra parte, al considerar los sistemas de comunicación a base de radares, donde se requiere un amplio rango de exploración de objetos con un escaneo del haz uniforme, se han utilizado habitualmente un conjunto de antenas reflectoras con montaje mecánico, para conseguir un apuntamiento del diagrama de radiación. El problema de estos sistemas es el gran tamaño que tienen las antenas, aparte de ser complejos y costosos [153].

Adicionalmente, la creciente demanda de capacidad de transferencia inalámbrica de datos con mínimo retardo está cambiando las comunicaciones móviles a un nuevo paradigma denominado 5G, donde la nueva interfaz radio sea capaz de abordar una amplia gama de casos de uso (internet de las cosas, comunicaciones máquina a máquina, vehículos autónomos, etc), en los cuales las redes muy densas, implementadas para una tasa de pico elevada, tengan una carga relativamente baja de tráfico promedio por nodo, lo que hace que las transmisiones se encuentren siempre activas (*always-on*) y sean una parte sustancial de las transmisiones de la red [154].

Además, la aplicación de la tecnología de ondas milimétricas a las comunicaciones inalámbricas se ha extendido en los últimos años debido a las ventajas que presenta, tales como un gran ancho de banda utilizable, mayor capacidad de transporte y rápida velocidad de comunicación para satisfacer los requisitos de WiGig [155] y los próximos servicios móviles 5G [156–158].

Todos los sistemas anteriormente descritos requieren de antenas de alta ganancia, capaces de focalizar la energía en una sola dirección [159]. En la literatura, se pueden encontrar diversas investigaciones relacionadas con el desarrollo tecnológico de antenas de alta ganancia, especialmente en la banda de ondas milimétricas, tales como antenas que emplean la tecnología de circuito impreso [160, 161], estructuras fabricadas con la técnica LTCC de sustrato metal-dieléctrico [162], antenas construidas con tecnología SIW [163–166] o antenas que utilizan el concepto bifocal de doble reflector para optimizar la iluminación de la región del plano focal [167, 168], entre otros.

Las lentes constituyen la solución más efectiva para lograr antenas de alta ganancia, porque con estas estructuras no se necesita utilizar las redes distribuidas de energía a gran escala, y por consiguiente son ideales para aplicaciones de alta potencia.

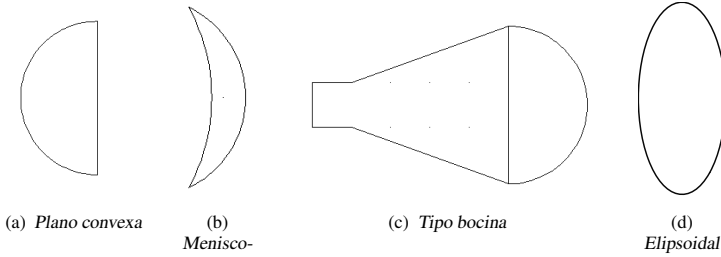


Figura 3.1: Clases de lentes dieléctricas [27].

3.2. Visión general de las lentes

Las lentes, usadas como antenas, conceptualmente operan basadas en principios ópticos, porque tienen funciones similares a sus contrapartes ópticas, usando la refracción entre medios de diferentes materiales [35].

En general, las lentes transforman un frente de onda esférico o cilíndrico, producido por una fuente puntual o primaria, en un frente de onda plano [27].

En este apartado, se abordarán los estudios realizados de lentes dieléctricas, zonales y metálicas. Además se indicará las nuevas técnicas de diseño propuestas y las aplicaciones más recientes.

3.2.1. Lentes dieléctricas homogéneas y heterogéneas

En la literatura, se pueden encontrar una gran variedad de lentes dieléctricas. Dependiendo del material empleado, se tienen las lentes homogéneas que emplean un solo material dieléctrico en su construcción, o antenas que en su diseño emplean diferentes tipos de dieléctricos, conocidas como lentes no homogéneas (o heterogéneas).

En sus inicios (1946), las lentes homogéneas fueron diseñadas para realizar un barrido del haz en un amplio rango angular [42]. Además, han sido ampliamente estudiadas en el diseño de antenas para controlar la distribución de campos en la apertura [46] o mejorar las características de radiación en una bocina [169].

Generalmente, existen dos conceptos principales de diseño empleados en las lentes dieléctricas, para alcanzar diferentes objetivos, como son [27]:

- Formas de lentes convencionales (hiperbólicas, elípticas o hemisféricas), usadas para transformar la energía radiada de un alimentador primario.
- Diseño de formas de superficies más complejas, dispuestas para dar forma al haz, con el objetivo de producir un determinado diagrama de radiación, múltiples haces o para la exploración del haz, con alimentación simple o múltiple.

Para las lentes de formas convencionales, se han empleado estructuras dieléctricas de variadas formas y tamaños. Los tipos más comunes de lentes se pueden observar en Fig. 3.1.

Las lentes tipo plano convexa, mostradas en Fig. 3.1(a), tienen una sola superficie refractiva, donde los rayos pasan a una incidencia normal.

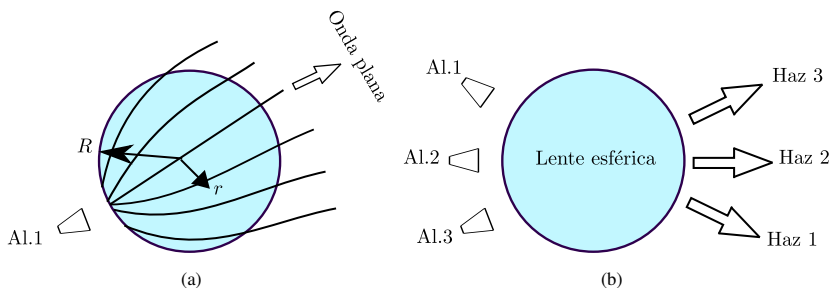


Figura 3.2: Ilustración de una lente dieléctrica esférica: a) Camino de rayos geométricos ópticos de una lente Luneburg [27, 51]; b) Esquema multihaz [27].

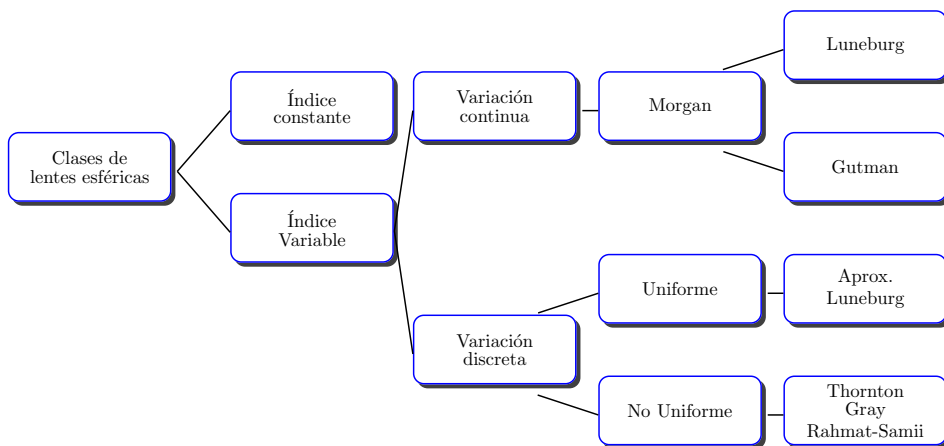


Figura 3.3: Clasificación de las lentes esféricas [27].

Por otra parte, en las lentes menisco-convexa (ver Fig. 3.1(b)), se emplea un lado frontal esférico, en el cual la refracción ocurre en la superficie ubicada en el lado opuesto de la alimentación.

Las lentes tipo bocina y elipsoidal (Fig. 3.1(c) y Fig. 3.1(d), respectivamente) son usadas para producir un determinado grado de refracción que, en conjunto, produzca un frente de fase constante. Estas lentes se colocan usualmente en la apertura del alimentador, para mejorar las características de radiación de una bocina [170]. También se han utilizado en el estudio de la bocina cónica con una lente dieléctrica integrada, que tiene un metamaterial de carga [171].

Investigaciones recientes [172] proponen utilizar la lente plano convexa para mejorar las prestaciones de una antena espiral logarítmica, donde se demuestra que la dispersión de frecuencia de la antena espiral no se ve alterada cuando se introduce un pequeño espacio de aire entre la espiral y la lente.

Por otra parte, al estudiar las estructuras dispuestas para dar forma al haz, se encuentran las lentes esféricas. Estas estructuras han sido analizadas desde 1940. Las lentes esféricas tienen la habilidad de producir múltiples haces, mediante el uso de varios alimentadores primarios que comparten la misma lente [27].

La Fig. 3.2 presenta el concepto básico de la lente esférica. La Fig. 3.2(a) muestra la lente cuando es construida por un simple material dieléctrico homogéneo. A esta estructura se la conoce como lente de índice constante.

Además, en la Fig. 3.2(b) se muestran 3 alimentadores independientes (Al.1 – Al.3), que comparten la misma lente, en el cual se producen tres haces distintos (Haz 1 – Haz 3). Al considerar esta estructura, y haciendo una analogía con la antena reflectora, se puede decir que la lente presenta una apertura primaria (alimentadores) y una secundaria (lente esférica). La apertura secundaria es eléctricamente grande, por lo tanto, exhibe una alta directividad. En esta geometría, la lente permite que múltiples alimentadores generen haces en distintas direcciones dependiendo de la posición de los alimentadores.

Las lentes esféricas pueden clasificarse en dos clases: las lentes de índice constante y las lentes de índice variable (ver Fig. 3.3). En las lentes de índice constante, sus propiedades de colimación tienden a ser mediocres, especialmente cuando aumenta el tamaño eléctrico de la esfera dieléctrica [27]. Por tal motivo, se han realizado estudios para mejorar este inconveniente, llegando a tener las lentes de índice variable, donde el índice de refracción se puede variar de dos maneras, en forma continua y en forma discreta.

Al considerar las lentes con índice de refracción variable, se tiene la lente propuesta por Luneburg, donde la esfera es fabricada con materiales que tengan un índice de refracción no constante (Fig. 3.2(a)), de tal manera que la constante dieléctrica ϵ_r se modifique con la relación $\epsilon_r = 2 - (r/R)^2$, donde r es el radio desde el punto central y R el radio exterior de la lente [17].

Se ha estudiado la lente de Luneburg con índice variable, como una solución para antenas de exploración amplia y de múltiples haces. En [173] se ha propuesto utilizar las lentes hemisféricas, en aplicaciones de comunicaciones de vehículos en movimiento a través de satélites o plataformas de gran altitud, para la banda Ka.

Otra forma de realizar la exploración del haz se indica en [50], donde la capacidad de escaneo del haz de la antena se logra manteniendo fija la alimentación, mientras que la lente se rota. En este trabajo, se ha optimizado la curvatura de la lente para proporcionar un escaneo del haz en $\pm 45^\circ$ a 60 GHz.

Actualmente, las nuevas lentes dieléctricas han sumado un renovado interés, debido a los materiales dieléctricos de muy bajas pérdidas disponibles y las máquinas de control numérico, que permiten la construcción de lentes bastante sofisticadas con muy buenas tolerancias de fabricación y bajo coste [27]. Sin embargo, siguen siendo voluminosas para aplicaciones satelitales.

El problema de las lentes dieléctricas anteriormente mencionadas es el tamaño voluminoso que presentan, por lo que se dificulta la implementación práctica de estas estructuras. Por tal motivo, se han investigado varias técnicas para disminuir el volumen de la lente dieléctrica.

Para solucionar el problema del peso de las lentes dieléctricas, desde 1950 se ha dedicado mucho esfuerzo en reducir el tamaño de la lente dieléctrica [174]. En la lente de Luneburg, para reducir su volumen, se ha investigado la técnica de variación escalonada del índice de refracción [30].

Recientemente, en [175] se presenta el diseño de una lente hemisférica de alta ganancia, para aplicaciones de ondas milimétricas en la banda de 60 GHz. La antena se encuentra formada por una cúpula hemisférica dieléctrica y un polarizador. En este trabajo, el polarizador está constituido por varias rejillas de aire intercaladas con placas dieléctricas, esquematizado en una forma cilíndrica, con el mismo diámetro de la bóveda hemisférica, que sirve como

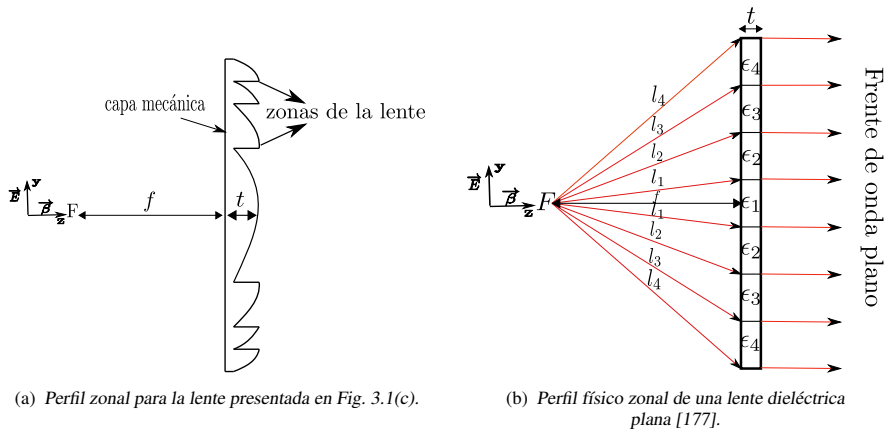


Figura 3.4: Ilustración zonal de lentes dieléctricas.

base de la lente. Con el polarizador, se consigue reducir el tamaño de la lente hemisférica y convertir la onda de polarización lineal en circular, mientras que se reduce la distancia entre el punto focal y la lente. Además, para mejorar la ganancia, se ha empleado un pequeño gap de aire entre la alimentación (placa de cobre circular que tiene una ranura rectangular en el centro) y la lente.

Igualmente, el grosor de la lente dieléctrica sólida se puede reducir, eliminando placas de material en términos de longitud de onda a intervalos periódicos, llamados zonas [27]. Aplicando este concepto a la lente de la Fig. 3.1(c), se obtiene el perfil zonal indicado en la Fig. 3.4(a). El espesor mínimo de la lente t debe ser al menos un poco más grande que $\lambda_0 / (N - 1)$, donde N representa el número de zonas y λ_0 la longitud de onda a la frecuencia de interés. Cabe indicar que, al aumentar el diámetro de la estructura dieléctrica, se necesitan más zonas, lo que limita el ancho de banda en la lente zonal [27].

Por otro lado, las implementaciones planas en las lentes esféricas o semiesféricas ofrecen soluciones interesantes, debido a su excelente rendimiento en frecuencias de ondas milimétricas. En [33], se propone una configuración planar para una lente de Luneburg, cuya estructura permite la dirección del haz en una sola dirección. Recientemente, en [176], se ha propuesto una antena planar de Luneburg para aplicaciones multihaz, que usan la configuración de pines para alimentar los haces. Cada haz tiene una directividad cercana a 15 dBi.

La Fig. 3.4(b) indica el esquema de una lente plana con un conjunto de secciones de diferentes materiales con distinta permitividad (ϵ_r), con el fin de producir los retardos de fase deseados y necesarios para obtener un frente de onda plano, cuando se ilumina la lente desde su posición central de enfoque [177]. La implementación plana de las lentes dieléctricas permite el escaneo del haz en 2D y 3D, a frecuencias de ondas milimétricas. En este sentido, se han propuesto muchos tipos de lentes no homogéneas para aplicaciones de ondas milimétricas.

3.2.2. Lentes metálicas

Las lentes de placas metálicas se han utilizado como una alternativa menos masiva a las lentes dieléctricas lisas o zonales, con un conjunto diferente de fortalezas y debilidades

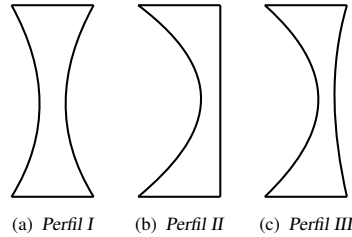


Figura 3.5: Formas de lentes metálicas.

en los grados de libertad para el diseño [27]. Entre los parámetros más importantes en el estudio de las lentes con metal, se consideran el ancho de banda y la polarización.

La Fig. 3.5 presenta las principales geometrías que se emplean para las lentes metálicas, donde todos los perfiles de las estructuras metálicas propuestas tienen la misma longitud focal [27]. En sus inicios, por la década de los 40, las lentes metálicas se construían con placas metálicas de aluminio [178], por lo que estas estructuras eran grandes en términos de longitud de onda. La placa metálica tenía un perfil tipo II (ver Fig. 3.5(b)), con lo que se conseguía una estructura muy grande. El conjunto de placas metálicas paralelas constituye un medio con índice de refracción menor que la unidad. Tal medio, cuando se corta al perfil adecuado, se puede utilizar para producir un enfoque, de una manera similar al de una lente dieléctrica. La tolerancia de este tipo de lentes es mayor que la de la superficie de contorno de un reflector, por lo que puede tolerar una gran cantidad de deformaciones y torceduras en el metal.

En [179] se propuso utilizar la lente metálica de perfil I (ver Fig. 3.5(a)) para que trabaje como antena de microondas de alta potencia. La lente está formada por un conjunto de placas paralelas, con espaciamiento de $0.5 \lambda_{10 \text{ GHz}}$, para tener un índice de refracción cercano a 0.6. De esta forma se aseguraba la propagación del modo TE_{10} , cuando el vector del campo eléctrico incide paralelamente a las placas del metal. Esta estructura tiene una tolerancia relativamente alta a la deformación y la torsión, por lo que es liviana para su utilización en un sistema de campo que trabaje en el intervalo de 100 MHz – 10 GHz.

Además de las formas básicas propuestas en la Fig. 3.5, se han estudiado otros métodos de construcción de lentes metálicas, como el uso de superficies no euclidianas con un índice de refracción constante, porque con estas superficies se puede imitar el mismo rendimiento de propagación que en los dieléctricos.

Actualmente, en [180], se propone una lente metálica Luneburg de altas prestaciones, para operar en el rango de 25 – 36 GHz. La lente está formada por dos placas paralelas siguiendo una forma curva y alimentada por 11 puertos de guía. Para confinar la onda en la superficie, las dos capas metálicas crean una cavidad delgada en términos de longitud de onda, proporcionando un espacio delgado de aire, donde solo se propaga el modo fundamental TEM. El conector coaxial que se inserta en el puerto de guía se usa para activar el modo TE_{10} . De esta manera se consigue un frente de onda plano a la salida. Esta lente se sugiere como solución para aplicaciones multihaz en sistemas satelitales y comunicación terrestre 5G.

Adicionalmente, se ha investigado una estructura de lente metálica que utiliza diez guías de ondas metálicas simétricas de diferente ancho y similar longitud, diseñada para operar en la banda de THz [79]. En este tipo de estructuras, la diferencia de fase se obtiene entre

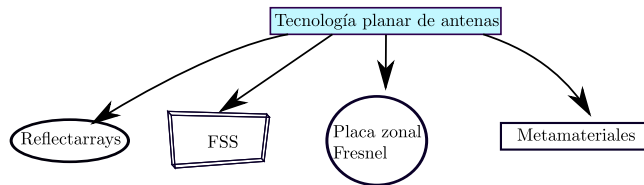


Figura 3.6: Esquema básico de la tecnología planar para lentes.

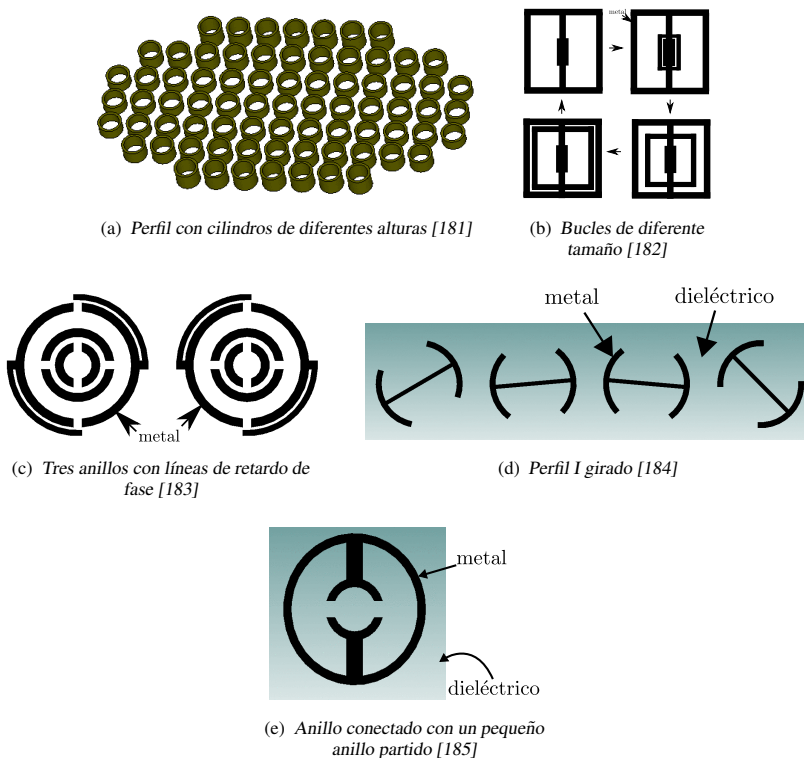


Figura 3.7: Ilustración de perfiles metálicos más recientes utilizados en reflectarrays.

las guías laterales y centrales, donde la compensación de la fase a la salida se consigue por los diferentes anchos de las guías metálicas, que provoca un ajuste de la constante de propagación del modo dominante TE_{10} , y por lo tanto se genera un frente de onda plano.

3.2.3. Tecnología planar de antenas

Un concepto que ha venido ganando terreno desde 1990 ha sido la tecnología de antenas plana para lentes, por las ventajas que ofrecen en peso, tamaño (bajo perfil) y potencialmente con bajo coste de fabricación [54]. Básicamente, en este grupo se tiene los reflectarrays, las superficies selectivas de frecuencia (FSS), las lentes de Fresnel y las estructuras construidas con metamateriales (ver Fig.3.6).

En la literatura se pueden encontrar diversos estudios relacionados con mejorar los diseños de reflectarrays usando sólo elementos metálicos [181–185]. Estas estructuras están formadas por un conjunto de elementos metálicos prediseñados, usados para redirigir y dispersar el campo incidente con una determinada fase, para formar un frente de onda plano en la región de campo lejano [186]. En los últimos años se ha propuesto una variedad de formas de estructuras metálicas (ver Fig.3.7), para conseguir antenas con una gran eficiencia y alta ganancia. Cabe indicar que, como las estructuras son eléctricamente grandes, el análisis de la celda unidad se realiza mediante la técnica de Floquet. Entre los recientes perfiles metálicos podemos encontrar:

- Antena formada por cilindros de diferentes alturas, para aplicaciones de televisión digital en la banda Ku [181]. Se propone una cuadrícula rectangular con dimensiones $48 \times 48 \text{ cm}^2$. La altura del cilindro se utiliza como variable para crear las diferencias de fase en los campos dispersados, en la que los elementos reflectantes (conjunto de cilindros que forman la celda unidad mostrada en la Fig. 3.7(a)) proporcionan las fases requeridas para compensar las diferencias de fase causadas por la propagación de ondas en el espacio libre.
- Estructura metálica formada por elementos tipo ranura [182]. La celda unidad está formada por dos bucles cuadrados de aire, un parche cuadrado y un poste de conexión que une los bucles en una sola pieza. Los elementos con diferente tamaño del bucle se encuentran separados uniformemente (ver Fig. 3.7(b)). La diferencia de fase se consigue por el tamaño medio del bucle, donde la suma de las fases de los elementos individuales genera un frente de onda plano.
- Lente de una capa formada por anillos triples con líneas de retardo de fase [183]. La celda unidad está formada por tres anillos, cada uno con un par de huecos que están colocados ortogonalmente respecto a los dos anillos adyacentes, y líneas de retardo de fase unidas a cada mitad del anillo exterior por postes cuadrados, como se muestra en Fig. 3.7(c). El cambio de fase requerido se consigue por el ajuste de la posición de las líneas de retardo de fase en el anillo exterior. Los elementos metálicos se encuentran grabados en un sustrato dieléctrico.
- Lente metálica cuya celda unidad tiene forma de I invertida, impresa en metal y pegada en un sustrato dieléctrico [184]. De este modo, el elemento (ver Fig. 3.7(d)) es girado e iluminado con diversos ángulos, para conseguir un cambio de fase en las ondas copolarizadas.
- Antena cuya celda unidad se encuentra formada por un anillo completo y otro anillo partido (split-ring), conectados entre sí como se indica en Fig.3.7(e). El cambio de fase se consigue con varias celdas unidad giradas [185].

Otro tipo de lente planar es la lente de Fresnel. Esta estructura se encuentra formada principalmente por anillos metálicos circulares concéntricos consecutivos, donde los anillos circulares adyacentes tienen una diferencia de fase media de 90° [27]. La principal ventaja de este tipo de antenas es la simplicidad en la fabricación. Por supuesto, tiene una desventaja. Debido al bloqueo de la onda en las zonas alternativas, se pierde la mitad de la potencia disponible del sistema, por lo que la eficiencia de esta lente disminuye al 50% [27].

Para mejorar la eficiencia de las lentes de Fresnel, se ha propuesto utilizar anillos dieléctricos que tienen igual grosor pero permitividades diferentes usadas para corregir los errores de fase, lo que conduce a la lente de placa zonal de Fresnel de corrección de fase [67]. Además, podemos encontrar otras soluciones, como la variación de las propiedades dieléctricas de una manera controlada para corregir la fase de la antena de alimentación [64], la reestructuración de anillos dieléctricos formando un cono [68] o haciendo múltiples agujeros a diferentes distancias entre sí, para variar la permitividad general [187]. Sin embargo, esta corrección se realiza en algunas ubicaciones discretas, por lo que también lleva a un comportamiento de banda estrecha.

Recientemente, en [188] se propone una nueva lente de Fresnel formada por ocho sublentes. La lente es prensada usando una prensa hidráulica de calor, con el objetivo de eliminar las burbujas de aire del dieléctrico. Se usan cilindros metálicos para prensar los centros de las sublentes, luego se emplean los anillos metálicos para prensar el área circundante y finalmente el área restante. Con este proceso se tiene un control suave de la constante dieléctrica, lo que permite la creación de la estructura no homogénea.

Además, se ha propuesto utilizar bandas circulares con características alternativas de transmisión y reflexión, donde las bandas de anillo de metal se reemplazan por absorbentes de pantalla delgada, y el resto de zonas por ranuras de anillo transparente [189], así como también el uso de estructuras dobladas, para reducir la distancia de la guía de onda hacia la placa dieléctrica acanalada de Fresnel [190].

Las superficies selectivas de frecuencias (FSS) se han empleado desde el 2002 como una alternativa para mejorar el comportamiento radiante de una apertura. Las FSS son estructuras periódicas que, ubicadas delante de una antena, pueden mejorar el rendimiento de la misma, a cierta frecuencia o banda de interés [191].

Actualmente, en [76] se ha presentado una lente plana de microondas con muy buenas prestaciones de directividad y eficiencia. La lente se encuentra formada por una FSS multi-nivel de 3 capas, compuesta por una distribución no uniforme de agujeros circulares en una hoja metálica. Cada capa está formada por un agujero central con mayor diámetro y ocho agujeros circundantes dispuestos a lo largo de un círculo. El número de capas determina el cambio de fase que la celda unidad (agujero central) puede producir, y la separación entre las mismas corresponde a la compensación de fase entre el elemento central y los agujeros circundantes. El conjunto compensa el cambio de fase causado por la diferencia de la longitud de caminos de la onda entrante, para producir una distribución de fase uniforme en el nivel superior de la lente.

Adicionalmente, se han propuesto estructuras compuestas por elementos artificiales (metamateriales) para conseguir lentes con una permeabilidad y permitividad arbitrarias [192]. Las metasuperficies se pueden utilizar para producir lentes bidimensionales de bajo coste, así como pueden emplearse para fabricar lentes completamente metálicas, que tienen más bajas pérdidas a frecuencias altas [40].

Algunos ejemplos recientes de lentes propuestas usando metamateriales es la antena construida con bloques dieléctricos diseñados para generar un cierto gradiente del índice de refracción [193, 194]. Además, en [195] se ha presentado una lente con capacidad de enfocar ondas electromagnéticas de manera eficiente a 10 GHz. Esta antena está formada por cuatro capas metálicas y tres capas dieléctricas intermedias. La capa metálica está formada por 8 parches tipo cruz, con ancho fijo y diferente longitud, para obtener un cambio de fase discreto y conseguir un frente de onda plano en la parte superior de la lente. También en [196] se ha propuesto una configuración híbrida reflectarray con transmitarray para crear

una antena de bajo perfil que tenga un control de fase más flexible que los reflectores y las lentes dieléctricas convencionales.

3.2.4. Aplicaciones

A modo de resumen, podemos decir que las lentes se pueden construir usando dieléctrico, metal o metamateriales. Además, se pueden emplear en un amplio rango de aplicaciones [27]. Entre los principales usos se tiene:

- Servicios inalámbricos fijos, como telefonía e internet.
- Televisión satelital.
- Comunicación satelital de dos vías VSAT.
- Comunicaciones con radar en la banda de 60 GHz.
- Antenas multihaz.
- Comunicaciones 5G [40].

En la siguiente sección se abordarán los fundamentos matemáticos de las lentes, para tener una visión más completa de su comportamiento y diseño.

3.3. Fundamentos matemáticos de las lentes

El punto de partida habitual en el diseño de las lentes es la aplicación de la óptica geométrica (OG). Con esta técnica, se utiliza el enfoque del trazado de rayos, donde la radiación se modela como rayos que irradian desde un origen común. El objetivo de esta sección es analizar los conceptos de reflexión y refracción utilizados en OG, como punto de partida para predecir las propiedades del lóbulo principal en el que está contenido la mayor parte de la radiación. Se realiza el análisis para un caso particular de lente dieléctrica, zonal y metálica.

3.3.1. Lentes dieléctricas

Tomando como referencia el manual de antenas de Jhonson [41] y de Thornton y Huang [27], vamos a considerar una lente con un medio $n > 1$ (siendo n el índice de refracción), donde se estima para el rayo incidente un camino arbitrario de longitud r en el aire y l en el dieléctrico, mientras que la componente axial del camino son la distancia focal f en el aire y el máximo espesor t en el dieléctrico (ver Fig. 3.8).

Igualando las longitudes eléctricas de la Fig. 3.8, se tiene la ecuación (3.1):

$$nl + r = nt + f \tag{3.1}$$

Despejando r la ecuación (3.1) puede quedar expresado como:

$$r = f + n(t - l) \tag{3.2}$$

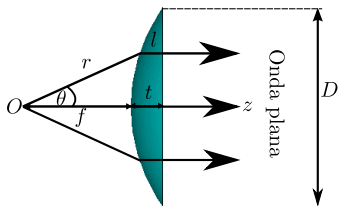


Figura 3.8: Esquema de una lente dieléctrica.

Aplicando relaciones trigonométricas se puede demostrar que $t - l = r \cos \theta - f$, por lo que la ecuación (3.2) se puede escribir como:

$$r = \frac{(n - 1)f}{n \cos \theta - 1} \tag{3.3}$$

La ecuación (3.3) define una curva hiperbólica con la excentricidad de n y donde el origen coincide con el foco.

Se puede encontrar la relación entre el diámetro D y el espesor t de la lente, con la expresión que se indica en (3.4):

$$\frac{t}{D} = \sqrt{\frac{f^2}{n^2 D^2} + \frac{1}{4n(n+1)}} - \frac{f}{nD} \tag{3.4}$$

La ecuación (3.4) indica que el espesor t depende del diámetro de la lente D , la separación f respecto al origen O , donde se ubicará la fuente puntual (otra antena de apertura), y del material empleado $n = \sqrt{\epsilon_r}$.

Los dieléctricos naturales, que se han utilizado en frecuencias de microondas, tienen un $n > 1$. En general, estos medios no presentan dispersión y las ondas se propagarán en ellos con una velocidad de fase menor que el vacío [17].

3.3.2. Lentes zonales

Generalmente, las lentes dieléctricas son voluminosas y pesadas, en especial a frecuencias de microondas, por lo que es conveniente eliminar el material lo máximo que se pueda.

La técnica más común de eliminación es el procedimiento de zonificación [17]. En esta técnica, el material se elimina en múltiplos de longitudes de onda (λ), de forma que la fase de la longitud de la trayectoria eléctrica permanezca sin cambios [67].

Por lo general, la zonificación hace que la lente sea muy dependiente de la frecuencia [17]. Para este caso, se analizará la lente de placa zonal dieléctrica de Fresnel. El esquema se indica en la Fig. 3.9.

Las ranuras concéntricas se encuentran en radios r_i (ver Fig. 3.9(a)), y se pueden calcular usando las siguientes ecuaciones [63] :

$$r_i = \sqrt{\frac{2if\lambda}{P} + \frac{(i\lambda)^2}{P^2}} \tag{3.5}$$

$$d = \frac{\lambda}{P(\sqrt{\epsilon_r} - 1)} \tag{3.6}$$

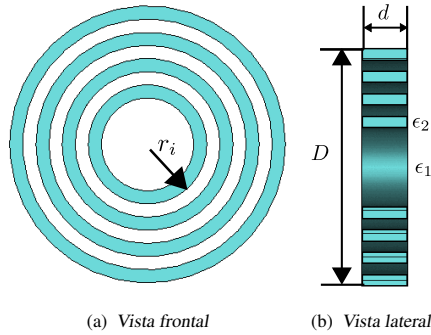


Figura 3.9: Lente de placa zonal de Fresnel.

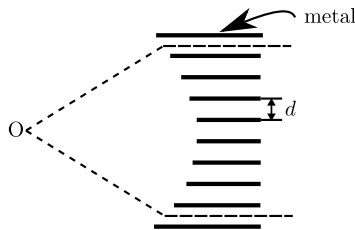


Figura 3.10: Esquema de una lente metálica formada por placas paralelas.

donde $i = 1, 2, \dots$ y P corresponde al número de correcciones dentro de cierta longitud de onda. Así, para $P = 2$ se tienen 2 correcciones por longitud de onda o 180° de corrección de fase. Para $P = 4$, se pueden obtener 4 correcciones por longitud de onda o 90° de corrección de fase [197]. El espesor d del anillo, como se observa en la Fig. 3.9(b), se obtiene de la expresión (3.6).

3.3.3. Lentes metálicas

En los últimos años, las lentes metálicas han despertado un gran interés, debido a las ventajas que presentan, ya que se puede conseguir alta ganancia en la antena, y las pérdidas asociadas al dieléctrico pueden ser eliminadas, lo que mejora la eficiencia de radiación de la antena.

Además, los errores de fase en el plano de la apertura de un dieléctrico son más altos comparados con una guía metálica convencional, creando así un límite inferior a la ganancia máxima alcanzable [198].

En las lentes de metal, las ondas electromagnéticas experimentan un aumento de la velocidad de fase, ya que poseen un índice de refracción que varía con la frecuencia, en lugar de la velocidad más lenta usual de una lente dieléctrica [178]. También se ha desarrollado lentes compuestas por placas rectangulares de metal separadas por aire [78].

El ajuste de la longitud del metal (ver Fig. 3.10) modifica el desplazamiento de fase entre guías de onda, y con la distancia d se puede variar el valor del índice equivalente de refracción de acuerdo a:

$$n = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2d}\right)^2} \quad (3.7)$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre.

La velocidad de fase se puede calcular por [178]:

$$v = \frac{v_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2d)^2}} \quad (3.8)$$

donde v_0 representa la velocidad de la onda en el espacio libre, d la separación de las placas de metal y λ_0 la longitud de onda en el espacio libre.

El tamaño de los elementos debe ser pequeño, con una relación menor de media longitud de onda ($\lambda/2$), para que el índice de refracción sea independiente de la frecuencia [199].

Teniendo definidas las ecuaciones básicas para los diversos tipos de lentes, el siguiente paso consiste en definir los principales parámetros que se debe considerar en el diseño de una lente metálica.

3.4. Principales parámetros de las lentes

Las lentes se usan para transformar un frente de onda esférico, generado por una fuente primaria (apertura), en un frente de onda plano [35]. Por ello, es conveniente definir algunos parámetros básicos de la antena, que se puedan emplear para caracterizar el comportamiento radiante de la lente. Para facilitar el cálculo, se considera una fuente isotrópica situada en el foco. Seguidamente se analiza el caso más simple, correspondiente a una lente metálica plana de una capa (mostrada en la Fig. 3.11), para definir los parámetros básicos de la estructura electromagnética.

3.4.1. Directividad y ganancia

En la teoría de antenas, un radiador isotrópico es una fuente teórica con una directividad igual a la unidad (0 dBi), lo que implica que el radiador transmite o recibe radiación electromagnética hacia o desde todas las direcciones [17].

En un radiador isotrópico, el diagrama de radiación en coordenadas esféricas se puede expresar como [27]:

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{u}(\theta, \phi) \quad (3.9)$$

donde \vec{u} representa el vector unitario en función de θ y ϕ .

Para evitar el desvanecimiento de la señal por trayectos múltiples, es necesario enfocar la potencia radiada en una determinada dirección [27]. La densidad del flujo de potencia en esa dirección será mayor que si una antena isotrópica transmitiera la misma potencia. La relación entre estos valores se conoce como la ganancia de la antena (G). Matemáticamente G se define por [200]:

$$G = Dir \cdot \eta \quad (3.10)$$

donde Dir es la directividad y η la eficiencia.

El objetivo de la lente es enfocar la potencia radiada por el alimentador en una determinada dirección del espacio, de tal manera que cumpla con las especificaciones deseadas de directividad, nivel de lóbulos secundarios y polarización cruzada [17].

La directividad de una antena Dir se expresa como [17]:

$$Dir = \frac{4\pi r^2 |\vec{E}_{max}|^2}{\eta P_r} \quad (3.11)$$

donde \vec{E}_{max} representa el campo eléctrico radiado por la lente en la dirección del máximo y P_r la potencia radiada por el alimentador.

Si se presta atención a la forma en el que se produce la concentración de potencia desde el alimentador hasta el lóbulo principal de radiación, la directividad Dir se puede escribir de la siguiente manera [17]:

$$Dir = \frac{P_{max} 4\pi r^2}{P_a} \cdot \frac{P_a}{P_r} \quad (3.12)$$

donde P_{max} es la densidad de potencia radiada por la lente en la dirección del máximo y P_a la potencia interceptada por la lente.

La diferencia de potencia $P_r - P_a$ no alcanza a la lente, por lo tanto no contribuye a la formación del diagrama secundario. Esta potencia es conocida como potencia de desbordamiento. Además, el cociente $\frac{P_a}{P_r}$ se define como eficiencia de desbordamiento (η_s).

La potencia P_a genera en la lente una distribución de campos expresados como [17]:

$$\vec{E}_a(r, \phi) = E_{co}^a(r, \phi) \vec{u}_{co} + E_{cx}^a(r, \phi) \vec{u}_{cx} \quad (3.13)$$

donde E_{co}^a y E_{cx}^a son las distribuciones de campo en la polarización de referencia y cruzada, respectivamente. Además, \vec{u}_{co} representa el vector unitario en la dirección de la polarización de referencia o copolar, y \vec{u}_{cx} el vector unitario en la orientación de la polarización cruzada u ortogonal.

Las distribuciones de campo expresadas en (3.13) indican la potencia radiada en la polarización de referencia P_{co} y cruzada P_{cx} .

Si se considera la potencia contenida en la polarización de referencia, se puede definir una eficiencia de polarización η_x como el cociente $\frac{P_{co}}{P_a}$. Por lo tanto, (3.12) se puede reescribir de la siguiente manera:

$$Dir = \frac{P_{max} 4\pi r^2}{P_{co}} \cdot \frac{P_{co}}{P_a} \cdot \frac{P_a}{P_r} \quad (3.14)$$

Adicionalmente, si se modela el alimentador como una apertura, se puede escribir la directividad en función de la eficiencia de iluminación η_{il} [17]:

$$D_{apertura} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_E \cdot \eta_{il} \quad (3.15)$$

donde A_E es el área geométrica de captura efectiva de la lente.

Finalmente, la directividad de la antena se puede expresar como:

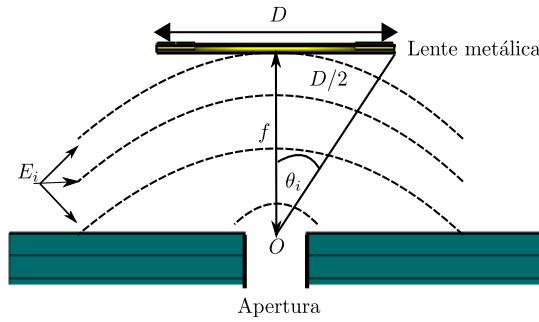


Figura 3.11: Lente metálica de una sola capa.

$$Dir = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_E \cdot \eta_t \quad (3.16)$$

donde η_t es la eficiencia total, que se obtiene del producto de las eficiencias de desbordamiento η_s , de polarización η_x y de iluminación η_{il} .

Al relacionar (3.10) con (3.16), la ganancia puede ser descrita como [200]:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_E \quad (3.17)$$

Si la eficiencia no es el 100%, la ganancia es menor que la directividad.

3.4.2. Eficiencia de una lente metálica plana

Para el análisis de la eficiencia de la lente plana propuesta en la Fig. 3.11, el diagrama de radiación del alimentador se puede aproximar por un diagrama de radiación simétrico axial, expresado como una función tipo coseno, de tal manera que el campo eléctrico incidente E_i en la estructura metálica se puede expresar como [201]:

$$E_i = (\cos\theta)^n \quad (3.18)$$

La eficiencia de desbordamiento η_s corresponde a la relación entre la potencia interceptada por la estructura y la potencia total. Se puede expresar en función de E_i y del ángulo θ_i que se forma entre el punto extremo de la lente de diámetro D y el punto central O (ver Fig. 3.11), de la siguiente forma:

$$\eta_s = \frac{\int_0^{\theta_i} |E_i(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\pi/2} |E_i(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta} \quad (3.19)$$

Reemplazando (3.18) en (3.19) se obtiene:

$$\eta_s = \frac{\int_0^{\theta_i} |(\cos\theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\pi/2} |(\cos\theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta} \quad (3.20)$$

Al resolver las integrales del numerador y denominador, considerando los valores de la lente presentada en Fig. 3.11, se tiene:

$$\int_0^{\theta_i} |(\cos \theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta = -\frac{1}{2n+1} ((\cos \theta_i)^{2n+1} - 1) \quad (3.21)$$

$$\int_0^{\pi/2} |(\cos \theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta = \frac{1}{2n+1} \quad (3.22)$$

$$\theta_i = \arctan\left(\frac{D/2}{f}\right) \quad (3.23)$$

Ahora, al sustituir (3.21), (3.22) y (3.23) en (3.20) y realizando las simplificaciones correspondientes, se llega a la expresión:

$$\eta_s = 1 - \cos\left(\arctan\left(\frac{D/2}{f}\right)\right)^{2n+1} \quad (3.24)$$

La eficiencia de desbordamiento η_s representada por (3.24) depende del diámetro de la lente D y de la distancia focal f . Para una buena aproximación, los valores de n pueden encontrarse dentro del intervalo $2 < n < 3$.

La eficiencia de iluminación η_{il} depende del área geométrica efectiva de la lente A_E . Por lo tanto, η_{il} se puede expresar como [17]:

$$\eta_{il} = \frac{1}{A_E} \frac{|\int_{A_E} E_i(\theta) dS|^2}{\int_{A_E} |E_i(\theta)|^2 dS} \quad (3.25)$$

El área efectiva de la estructura A_E se puede aproximar por un círculo de diámetro D . La ecuación (3.25) en función de las coordenadas polares sobre la boca de la apertura de la lente metálica se desarrolla en el apéndice A, y su ecuación final se puede escribir como:

$$\eta_{il} = \frac{(n-1)}{(D/2)^2 (n-2)^2} \frac{\left(-4f^2 + \left(1 + \frac{D^2}{4f^2}\right)^{-n/2} (D^2 + 4f^2)\right)^2}{\left(4f^2 - \left[1 + \frac{D^2}{4f^2}\right]^{-n} (D^2 + 4f^2)\right)} \quad (3.26)$$

donde D es el diámetro externo de la lente, f la distancia focal, n el exponente de la función coseno y η_{il} la eficiencia de la iluminación.

La eficiencia de la apertura η_{ap} se puede expresar como el producto de la eficiencia de la iluminación η_{il} y de desbordamiento η_s , como $\eta_{ap} = \eta_{il} \cdot \eta_s$.

Con las ecuaciones (3.24) y (3.26) se puede encontrar, por tanto, la eficiencia teórica de una lente metálica. Como se puede observar, la eficiencia depende de la relación f/D . En consecuencia, es necesario evaluar el punto focal, cuyo procedimiento se explica a continuación.

3.5. Cálculo del punto focal

Como se ha explicado en la sección 3.4, es necesario definir el punto central O de la lente (ver Fig. 3.11) donde situar la antena de alimentación. Este punto es conocido como punto focal.

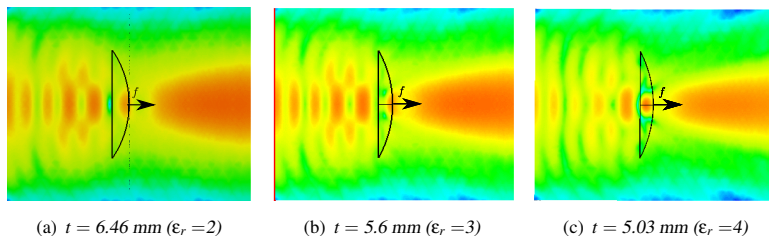


Figura 3.12: Simulación de incidencia de onda plana a 20.5 GHz, para una lente dieléctrica con $D = 42.00$ mm, con un espesor t y una ϵ_r .

El punto focal (O en la Fig. 3.11) se puede definir como el punto donde convergen los rayos de la onda electromagnética que se reflejan en la lente. El punto focal está situado a la distancia focal (f) de la lente [35].

El cálculo del punto focal puede ser abordado considerando varios procedimientos. Los análisis de varios diseños de lentes, como el propuesto en [81], muestran que el punto focal se puede calcular de dos maneras:

1. Utilizando la técnica de óptica geométrica para calcular el punto óptimo donde ubicar la fuente y de esta forma garantizar que se transforme la onda esférica emitida por la fuente, ubicada en el foco, en onda plana. Se utiliza el método de trazado de rayos analizado en la sección 3.3.
2. Incidir con una onda plana en la superficie, para encontrar el punto donde se tiene una mayor concentración de campo.

Este segundo método, que utiliza la incidencia de una onda plana en el objeto, se explica en la siguiente subsección.

3.5.1. Incidencia con onda plana

Esta técnica se basa en la incidencia de una onda plana en una estructura para obtener el punto focal, cuyo valor será similar al calculado por la técnica de trazado de rayos (óptica geométrica).

Para obtener el punto focal, se propone hacer un análisis de la lente en recepción. Este estudio consiste en iluminar la estructura por una fuente teórica de alimentación que emita una onda electromagnética plana. Al incidir una onda plana sobre el cuerpo conductor, se produce un fenómeno de difracción, por el cual el objeto vuelve a emitir parte de la energía interceptada, de tal manera que en una zona más alejada de la estructura se encuentre una mayor concentración de energía (centro de fase esférico) [17].

Si la estructura se comporta como lente, se debe verificar si existe la región formada por un conjunto de puntos, en el cual se encuentre la mayor concentración de campo eléctrico. Esta posición será el lugar óptimo teórico donde se pueda ubicar la antena de alimentación. Esto para un rango de frecuencias determinado.

Para validar la técnica, vamos a considerar la lente dieléctrica plano convexa presentada en la Fig. 3.8. Consideraremos que la lente tiene un material dieléctrico con tres valores diferentes de permitividad (ϵ_r) correspondientes a 2, 3 y 4.

Además, si se fija un valor de $D = 42$ mm (valor obtenido de las estructuras 3D con mejor ancho de banda modal analizado en la sección 2.5.2) y una distancia focal $f = 9.54$ mm ($0.65 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$), se puede calcular el espesor de la lente usando la ecuación (3.4). Los valores calculados de t , para las permitividades del dieléctrico mencionadas, son: 6.46 mm, 5.61 mm y 5.04 mm, respectivamente.

Para este análisis, se utiliza el programa de simulación electromagnética comercial CST [144]. Los resultados de la simulación al incidir una onda plana en un cuerpo dieléctrico a 20.50 GHz se indican en la Fig. 3.12. Se comprueba que la distancia focal mínima de la lente, para los distintos espesores, corresponde a $f = 9.54$ mm (lo que equivale a $0.65\lambda_{20.50 \text{ GHz}}$).

En general, el procedimiento de incidencia de onda plana en un cuerpo conductor, para encontrar el centro de fase esférica, se puede aplicar a cualquier estructura.

Como siguiente paso en el análisis, se procede a realizar la simulación de incidencia de onda plana en las estructuras metálicas analizadas en el capítulo 2.

Observando las curvas de α_n y MS_n de las estructuras 3D analizadas en la sección 2.5.2.2 del capítulo 2, se pueden hacer algunas generalizaciones. Todas las estructuras 3D presentan por lo menos dos frecuencias de resonancia, por lo tanto, es necesario aplicar la técnica para estos intervalos de frecuencias, con el objetivo de averiguar el rango de frecuencias donde se encuentre la mayor concentración de campo eléctrico.

Para la simulación, se modela la estructura metálica con cobre de espesor 0.035 mm.

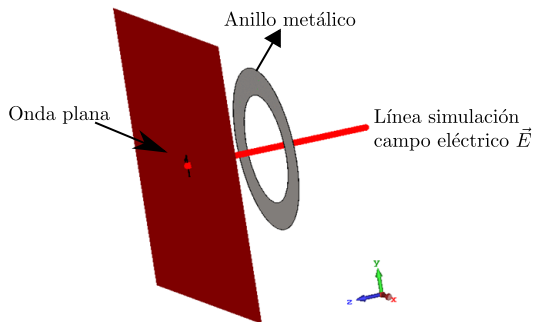
La Fig. 3.13 presenta la simulación de incidencia de onda plana en el anillo metálico con dimensiones similares al presentado en la Fig. 2.46(a). Se considera una línea de simulación de campo eléctrico en el centro de la estructura metálica, para encontrar los valores de la magnitud del campo eléctrico antes y después de la incidencia de onda plana en la estructura, tal como se observa en Fig. 3.13(a).

Los valores de campo eléctrico al incidir una onda plana en el anillo metálico, para diferentes frecuencias, se indican en la Fig. 3.13(b). Como se puede observar, en el intervalo de 19 GHz a 21.5 GHz, los valores de simulación de la magnitud del campo eléctrico $|\vec{E}|$ son superiores a 500 V/m. Estos valores se obtienen después de que la onda electromagnética incida en la estructura metálica, llegando a tener el campo eléctrico un valor máximo aproximado de 900 V/m a 20.5 GHz, para una distancia f de 9.32 mm. En ese punto se tiene una concentración mayor de campo a frecuencias altas. Para validar visualmente el resultado obtenido, la simulación en 2D de la incidencia de onda plana en el anillo metálico se muestra en Fig.3.13(d), donde se observa claramente una mayor concentración de campo en el punto f calculado.

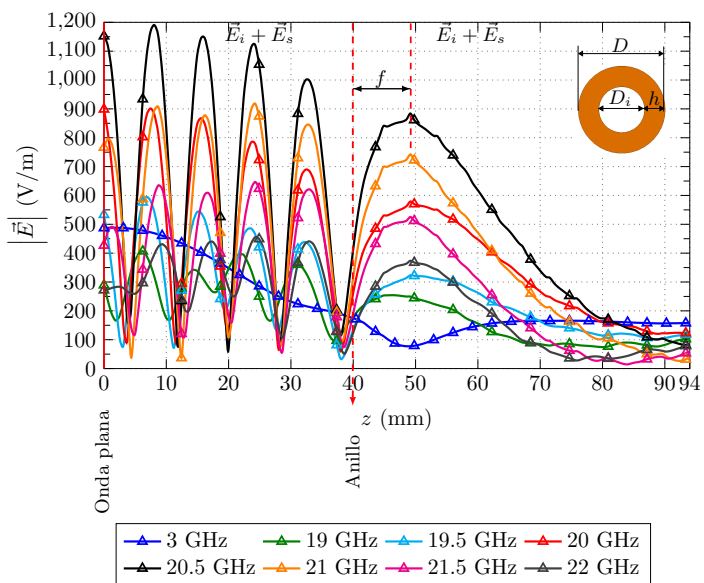
Si analizamos la incidencia en el rango de frecuencias de la primera resonancia del anillo (alrededor de 3 GHz, según la Tabla. 2.12), el valor del campo eléctrico llega a tener valores mínimos en magnitud ($|\vec{E}| < 200$ V/m) después de incidir la onda plana en la estructura. Esto se puede observar en Fig. 3.13(b) para valores de campo eléctrico a 3 GHz, lo que indica que a frecuencia bajas no existe un punto focal, por lo tanto la estructura no se comporta como lente, tal como se puede verificar en el diagrama 2D de Fig.3.13(c).

Seguidamente, se realiza el mismo estudio para las otras estructuras metálicas, como son: el cilindro, el cono y estructura doblada.

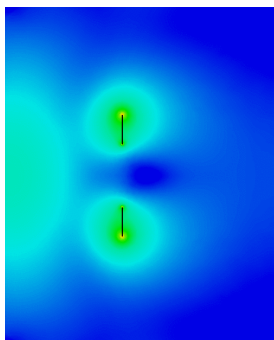
La Fig. 3.14 presenta la simulación de incidencia de onda plana en el cilindro metálico, con dimensiones idénticas a las presentadas en la Fig. 2.46(b). Tal y como se realizó en el caso del anillo metálico, se considera una línea de simulación de campo eléctrico en el



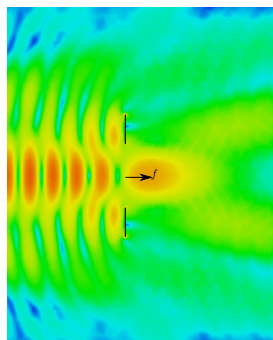
(a) Esquema de simulación de campo cercano



(b) Campo eléctrico analizado a diferentes frecuencias

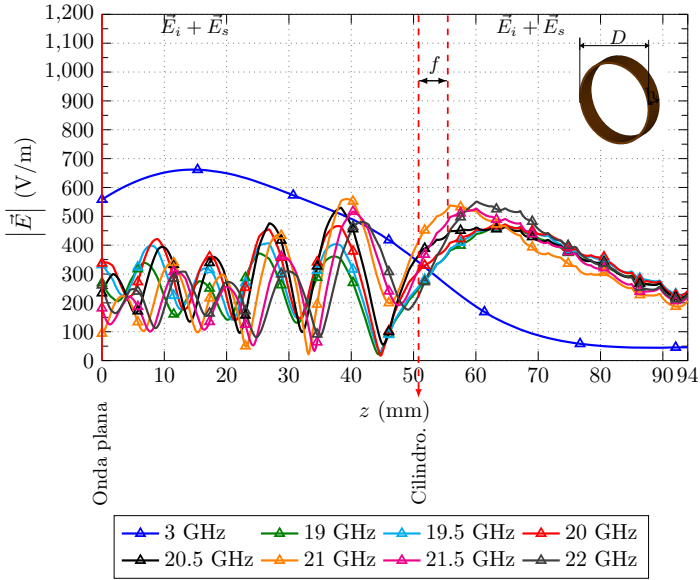


(c) Incidencia de onda plana a 3 GHz

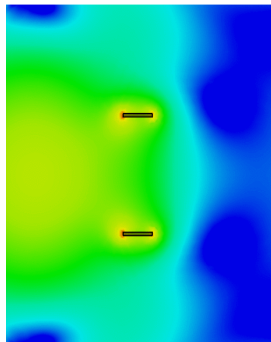


(d) Incidencia de onda plana a 20.50 GHz

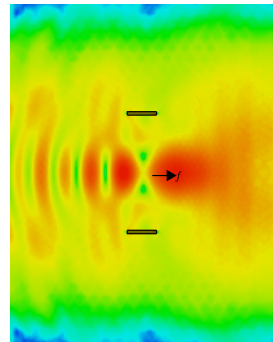
Figura 3.13: Simulación de incidencia de onda plana, para el anillo metálico de la Fig. 2.46(a).



(a) Campo eléctrico analizado a diferentes frecuencias.



(b) Incidencia de onda plana a 3 GHz



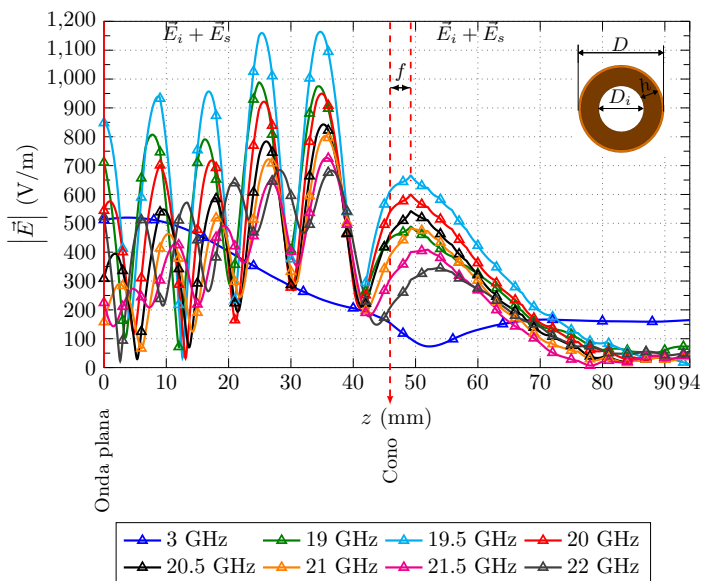
(c) Incidencia de onda plana a 21 GHz

Figura 3.14: Simulación de incidencia de onda plana en el cilindro metálico de la Fig. 2.46(b).

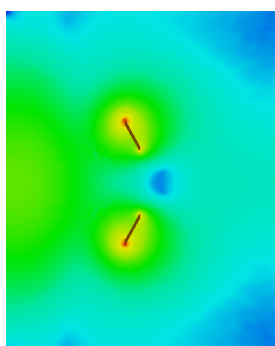
centro de la estructura metálica, para encontrar los valores del campo eléctrico cuando se tiene incidencia de onda plana.

En el caso del cilindro metálico, con dimensiones de diámetro externo $D = 42$ mm, ancho de 1.27 mm y longitud de 10 mm, el punto focal se encuentra a $f = 5.82$ mm de la estructura, con una concentración máxima de campo aproximado de $|\vec{E}| = 550$ V/m a 21 GHz, tal como se observa en la Fig. 3.14(a).

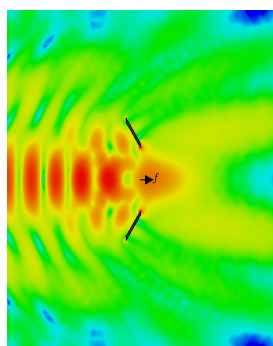
Para el cono con dimensiones de diámetro externo D idénticas al del anillo metálico, el punto focal se ubica a $f = 3.30$ mm de la estructura, con un valor máximo de campo eléctrico $|\vec{E}| = 650$ V/m a 19.5 GHz (ver Fig. 3.15(a)). Por último, para el anillo doblado (ver Fig. 3.16(a)), la distancia focal se encuentra a $f = 10.79$ mm del objeto, para 21GHz.



(a) Campo eléctrico analizado a diferentes frecuencias.



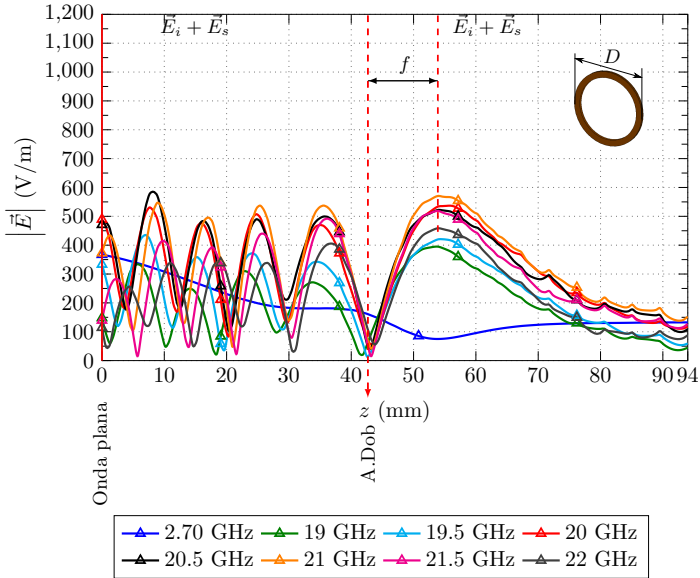
(b) Incidencia de onda plana a 3 GHz.



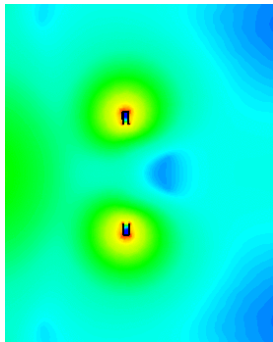
(c) Incidencia de onda plana a 19.50 GHz.

Figura 3.15: Simulación de incidencia de onda plana, para el cono metálico de la Fig. 2.46(c).

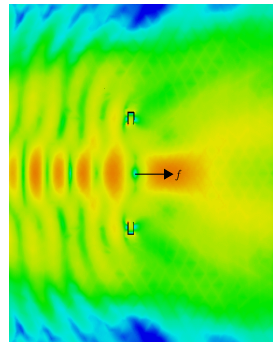
Los diagramas 2D de incidencia de onda plana a altas frecuencias en las estructuras del cilindro, cono y estructura doblada se presentan en la Fig. 3.14(c), Fig.3.15(c) y Fig. 3.16(c), respectivamente. Se observa claramente que existe una mayor concentración de campo eléctrico a una distancia f de la estructura. En la Tabla. 3.1 se presentan, a modo de resumen, las distancias focales calculadas para las diferentes estructuras metálicas 3D estudiadas. Además, se indica la frecuencia (f_{rec}) en la cual el campo eléctrico tiene su máximo valor a la distancia f de la estructura, y la relación f/D que se obtiene al relacionar la distancia focal (punto calculado por incidencia de onda plana en el objeto) con el diámetro externo de la lente. Con el anillo metálico se consigue una relación $f/D = 0.22$, donde el campo eléctrico tiene el máximo valor en relación a las otras estructuras analizadas, y se puede lograr un rendimiento de enfoque deseado con un volumen compacto de la estructura.



(a) Campo eléctrico analizado a diferentes frecuencias.



(b) Incidencia de onda plana a 2.70 GHz.



(c) Incidencia de onda plana a 21 GHz.

Figura 3.16: Simulación de incidencia de onda plana, para el anillo doblado (A.Dob) de la Fig. 2.46(d)

Por otra parte, para la primera resonancia alrededor de 3 GHz, al realizar el mismo análisis a frecuencias bajas tanto para el cilindro (ver Fig.3.14(b)), el cono (ver Fig. 3.15(b)) y la estructura doblada (ver Fig. 3.16(b)), el campo eléctrico no se concentra a la distancia focal f calculada.

Las conclusiones más relevantes que se pueden deducir del análisis realizado para el cálculo del punto focal en las estructuras 3D son:

- El punto de partida para el cálculo del punto focal en el diseño de una lente es la aplicación de la óptica geométrica, donde la radiación es modelada como rayos que irradian de un origen común.

Tabla 3.1: Distancia focal f , frecuencia f_{rec} en la cual se obtiene el máximo valor del campo eléctrico $|\vec{E}|$, y relación f/D para las principales estructuras metálicas presentadas en la Fig. 2.46, cuando los cuerpos conductores son iluminados con una onda plana. Los objetos se modelan con cobre de espesor 0.035mm y se simulan con el software electromagnético CST.

Estructura metálica	f (mm)	f_{rec} (GHz)	$ \vec{E} $ (V/m)	f/D
Anillo con un ancho de 10 mm	9.32	20.50	880	0.22
Cilindro	5.82	21	536.26	0.14
Cono	3.30	19.50	652.18	0.08
Estructura doblada	10.79	21	569.68	0.26

- Para determinar el punto focal, se puede utilizar el método de incidencia de onda plana en la estructura, ya que presenta los mismos resultados comparados con los obtenidos con la técnica de óptica geométrica. Este método se puede aplicar para cualquier estructura metálica.
- Cuando una onda plana incide en el anillo, cilindro, cono y estructura doblada, se puede comprobar que a altas frecuencias (segunda resonancia modal), todas las estructuras presentan una zona donde se concentra la mayor cantidad de campo eléctrico.
- Al incidir una onda plana en el anillo metálico, se encuentra que a una distancia $f = 9.32$ mm ($0.64 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$) de la estructura ($f/D = 0.22$), se observa una mayor concentración de campo eléctrico a 20.50 GHz, si se compara con otras estructuras metálicas que tienen la misma dimensión eléctrica.

Teniendo el punto focal definido, el siguiente paso consiste en investigar qué modos son excitados cuando incide una onda plana en el objeto PEC. Este análisis se explica a continuación.

3.6. Análisis modal por incidencia de onda plana en el objeto PEC

En este apartado se investigan los modos más significativos que se obtienen cuando incide una onda plana en la estructura PEC. Del análisis realizado en el capítulo 2 sobre el anillo metálico estudiado en la sección 2.5.2.2, se observaba que los modos $J_{0,1}$, $J_{0,1'}$, $J_{0,2}$, $J_{0,2'}$, $J_{0,3}$, $J_{0,3'}$, $J_{1,1}$ *radial*, $J_{1,1'}$ *radial*, $J_{1,2}$ *radial*, $J_{1,2'}$ *radial*, $J_{1,3}$ *radial*, $J_{1,3'}$ *radial*, $J_{1,0}$ *radial* y $J_{0,0}$ tienen una $MS_n \geq 0.7$ en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

Como los modos mencionados son significativos a frecuencias altas, es necesario analizar la contribución de cada modo a la potencia total radiada, para una iluminación de onda plana con polarización vertical en el anillo metálico. Los resultados de la simulación se muestran en la Fig. 3.17, donde se puede deducir que los modos $J_{0,1}$ y $J_{1,1}$ *radial* son los modos que proporcionan la mayor contribución de potencia, con un 46.26% y un 53.74% de contribución a la potencia total radiada, respectivamente.

3.6 Análisis modal por incidencia de onda plana en el objeto PEC

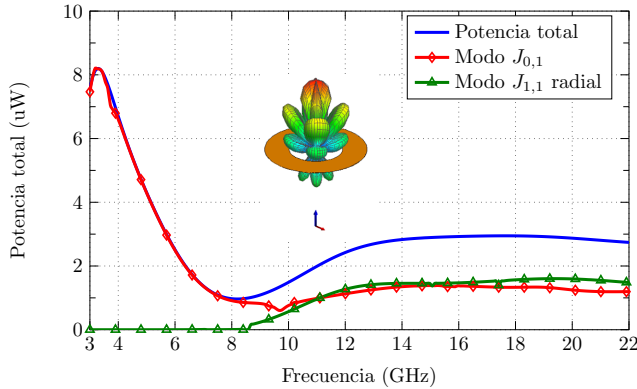


Figura 3.17: Contribución de potencia de cada modo a la potencia total radiada, cuando incide una onda plana con polarización vertical en el anillo metálico presentado en la Fig. 2.46(a), para el rango de 3 GHz a 22 GHz.

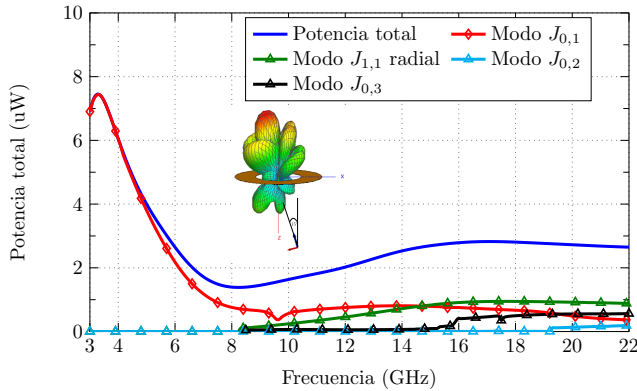


Figura 3.18: Contribución de potencia de cada modo a la potencia total radiada, cuando incide una onda plana con un ángulo de incidencia de 15° en el anillo metálico presentado en la Fig. 2.46(a), para un intervalo de 3 GHz a 22 GHz.

Para comprobar la capacidad de enfoque del anillo metálico, se procede a incidir la estructura con una onda plana con un ángulo de incidencia de 15° y 30° . Los resultados de la simulación se indican en la Fig. 3.18 y Fig. 3.19, donde se observa que el haz apunta en el ángulo establecido por la incidencia de onda plana. Los diagramas de radiación simulados en coordenadas polares a 20.50 GHz se muestran en la Fig. 3.20.

La Fig. 3.21 presenta los modos que contribuyen con mayor potencia cuando una onda plana incide con un ángulo de incidencia θ en el anillo metálico, para el intervalo de 19 GHz a 22 GHz. Las conclusiones más relevantes obtenidas de la simulación correspondiente a los modos que contribuyen con mayor potencia, cuando en el anillo PEC mencionado se ilumina con una onda plana para diferentes ángulos de incidencia son los siguientes:

- Para una incidencia de onda plana con polarización vertical ($\theta = 0^\circ$): $J_{0,1}$ (46.26%) y $J_{1,1}$ radial (53.74%).

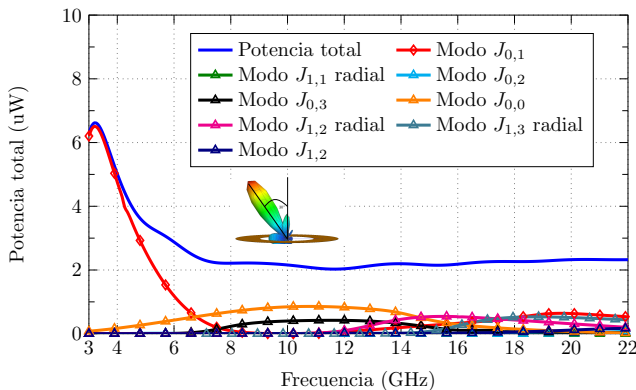


Figura 3.19: Contribución de potencia de cada modo a la potencia total radiada, cuando incide una onda plana con un ángulo de incidencia de 30° en el anillo metálico presentado en la Fig. 2.46(a), para un intervalo de 3 GHz a 22 GHz.

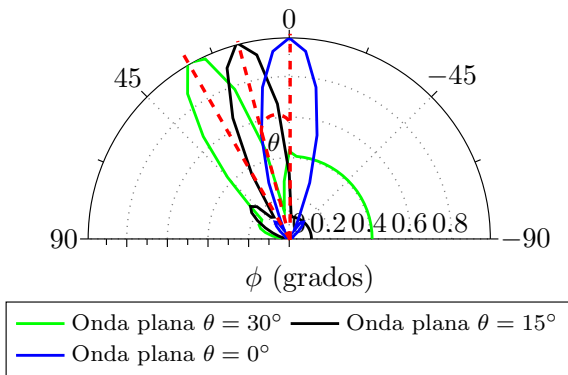
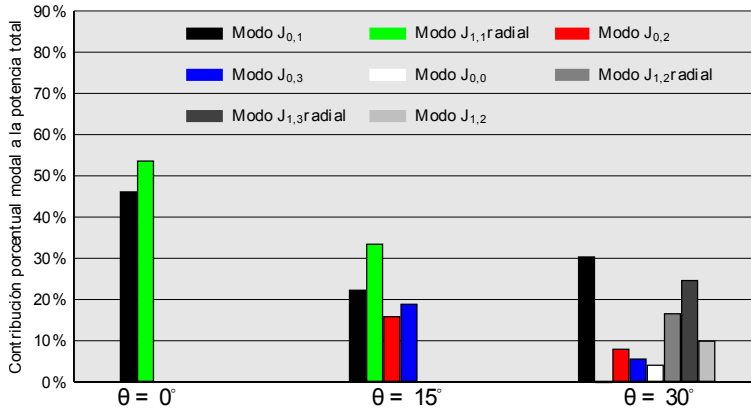


Figura 3.20: Simulación del campo eléctrico lineal normalizado en coordenadas polares, cuando incide una onda plana con diferentes ángulos de incidencia en el anillo metálico propuesto en la Fig. 2.46(a), a 20.50 GHz.

- Para una incidencia de onda plana con un ángulo de incidencia $\theta = 15^\circ$ se tiene la contribución en potencia de los siguientes modos: $J_{1,1}$ radial (33.57%), $J_{0,1}$ (22.41%), $J_{0,3}$ (19%) y $J_{0,2}$ (16%).
- Al considerar la iluminación de onda plana con un ángulo de incidencia $\theta = 30^\circ$ los modos que contribuyen en potencia son: $J_{0,1}$ (30.48%), $J_{1,3}$ radial (24.76%), $J_{1,2}$ radial (16.70%), modo línea $J_{1,2}$ (10.05%), $J_{0,2}$ (8.09%), $J_{0,3}$ (5.71%), y el modo lazo $J_{0,0}$ (4.21%).

Una vez analizada la contribución en potencia de cada modo a la potencia total radiada cuando se tiene una incidencia de onda plana en el anillo metálico, el siguiente paso consiste en analizar la alimentación adecuada para conseguir excitar el modo $J_{0,1}$ en la estructura. El análisis de la alimentación de lentes se explica en la siguiente sección.



Onda plana con un ángulo de incidencia θ en el anillo metálico para el rango de 19 GHz a 22 GHz.

Figura 3.21: Contribución porcentual modal a la potencia total, cuando una onda plana incide en el anillo metálico con diferentes ángulos de incidencia θ , en el intervalo de frecuencias comprendido entre 19 GHz a 22 GHz. El anillo tiene un ancho $h = 10$ mm, espesor $t = 0.035$ mm y diámetro interno $D_i = 22$ mm.

3.7. Alimentaciones para lentes

El alimentador primario de una lente puede ser otro tipo de antena. Entre las principales antenas que se pueden utilizar están las bocinas, los dipolos, las antenas microstrip y las guías metálicas [27].

Las bocinas son estructuras radiantes muy utilizadas. Se emplean para agrandar las dimensiones eléctricas de una guía rectangular o circular. Dependiendo de la guía que se desee abocinar, se pueden clasificar en sectoriales, cónicas e híbridas [17]. La principal deficiencia de las bocinas radica en el gran volumen que poseen, razón que dificulta la integración de estas antenas [27]. Por tal motivo se buscan otras alternativas para disminuir el tamaño, como es la utilización de la guía de onda abierta.

En esta sección se mencionarán las antenas más usadas como alimentadores de las lentes, como son las guías de onda metálicas. Se van a presentar unos ejemplos simples: primero se analizará la boca de guía rectangular y luego la boca de guía circular. Posteriormente se presentará la transición de una guía rectangular a circular junto con un anillo resonante, como una alternativa de un alimentador primario para la banda de 10 GHz a 14 GHz, y de una antena tipo bocina con plano de masa, que tiene una transición de una guía rectangular a una apertura cuadrada, para trabajar en la banda de 19 GHz a 22 GHz. Finalmente, se aplicará las fórmulas de eficiencia de una lente metálica de una sola capa analizada en la sección 3.4.2.

3.7.1. Guías de onda metálicas

Las guías de onda metálicas son necesarias para muchas aplicaciones. En especial, se utilizan para sistemas que operan a frecuencias de microondas y ondas milimétricas. Con este tipo de guías se pueden alcanzar directividades moderadas, pero tienen un inconveniente de desadaptación en la boca de guía [17].

Las guías metálicas presentan varias ventajas. Entre las más sobresalientes, se tienen:

- Blindaje total de campo. En consecuencia, se eliminan las pérdidas por radiación.

Tabla 3.2: Guías de onda metálicas comerciales empleadas para el rango de 9 GHz a 22 GHz [203].

Designación	Dimensión (mm)	Rango Frec. (GHz)	Banda
WR90	22.90 × 10.20	8.20 – 12.50	X
WR75	19.050 × 9.525	9.84 – 15	M
WR42	10.668 × 4.318	17.60 – 26.70	K

- Pérdidas más bajas en el conductor.
- Mayor capacidad de potencia en comparación con otros medios guiados.
- Construcción más simple.

A continuación se analizará con más detalle la guía de onda rectangular. Cabe indicar, que en esta sección todas las simulaciones se realizan utilizando el software electromagnético CST [144]. El material empleado para modelar las guías es aluminio.

3.7.1.1. Guías de onda rectangular

La guía de onda metálica de sección rectangular fue uno de los primeros tipos de líneas de transmisión empleados para transportar señales de microondas [35]. Se encuentran disponibles en varios tamaños, desde frecuencias que van desde los 320 MHz hasta 5000 GHz [202, 203]. A modo de ejemplo, en la Tabla 3.2 se indican las guías de onda que se emplearán en esta tesis, donde la guía WR90 se empleará para trabajar en la banda que comprende desde 8.20 GHz a 12.5 GHz, mientras que la guía WR42 se propone utilizar para trabajar en la banda de 19 GHz a 22 GHz.

Para iniciar el estudio, se parte de una guía de onda rectangular WR42 con las dimensiones indicadas en la tabla 3.2, para trabajar en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

El modo dominante de la guía rectangular es el modo TE_{10} , tal como se muestra en la Fig. 3.22(a). La adaptación no es muy buena, como se indica en la Fig. 3.22(b), donde se observa que los valores se encuentran cerca de -10 dB en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz. Los cortes del diagrama a la frecuencia central del intervalo analizado (20.50 GHz) se muestran en la Fig. 3.22(c), donde se puede notar que los diagramas no son idénticos en el plano E y el plano H, por lo que existe un problema de simetría en la guía rectangular.

El siguiente paso consiste en analizar la guía circular, cuyo proceso se explica a continuación.

3.7.1.2. Guía de onda circular

Las guías de onda circulares excitadas con el modo fundamental TE_{11} se han utilizado en los últimos años en variedad de aplicaciones, en especial para sistemas que manejan altas potencias. Se encuentran disponibles para frecuencias que van desde 820 MHz hasta los 200 GHz [203]. El diámetro de la guía oscila en el rango de 0.8λ a 1.15λ , donde λ es la longitud de onda a la frecuencia de diseño [204].

Para el estudio de la guía circular, se considera una estructura con un diámetro interno de 10.93 mm y una longitud de 15 mm. En el entorno de simulación de CST [144], se considera

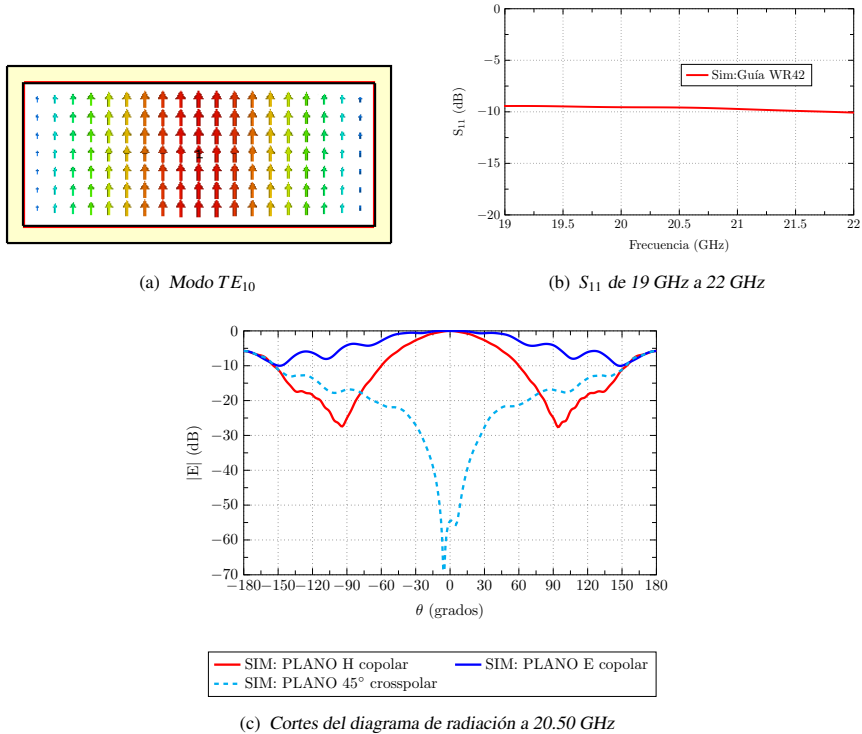


Figura 3.22: (a) Simulación (SIM) del modo fundamental TE_{10} de la guía de onda rectangular WR42; (b) Parámetro S_{11} ; (c) Componentes del diagrama de radiación del campo en los distintos planos, para la polarización de referencia (copolar) y cruzada (crosspolar).

el aire como el dieléctrico que se encuentra dentro de las paredes de la guía. El modo TE_{11} se puede observar en la Fig. 3.23(a). Los resultados de la simulación indican que el puerto se encuentra adaptado ($S_{11} < -16$ dB) en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz, tal como se puede observar en la Fig. 3.23(b). El diagrama de radiación a 20.50 GHz (ver Fig.3.23(c)) señala que se tiene problemas de polarización cruzada en la guía circular.

Debido a que la polarización cruzada es elevada en la guía metálica circular, se han estudiado algunas soluciones para bajar los niveles de polarización cruzada en la estructura, como es la adición de anillos metálicos alrededor de la guía. El análisis se presenta en la siguiente sección.

3.7.1.3. Guía de onda circular con anillo resonante

Para mejorar la polarización cruzada en una guía de onda circular, se propusieron tres soluciones en [205]. Como se puede ver en la Fig. 3.24, se puede mejorar la polarización cruzada de una guía circular utilizando un anillo metálico delgado alrededor de la guía circular (ver Fig. 3.24(a)), dos anillos entorno a la estructura circular (ver Fig. 3.24(b)) o un anillo metálico conectado con la guía circular (ver Fig. 3.24(c)).

La solución empleada en esta tesis, por su facilidad de implementación, es la indicada en la Fig. 3.24(c), donde el anillo metálico tiene un diámetro interno $D_i = 10.93$ mm, cuyo

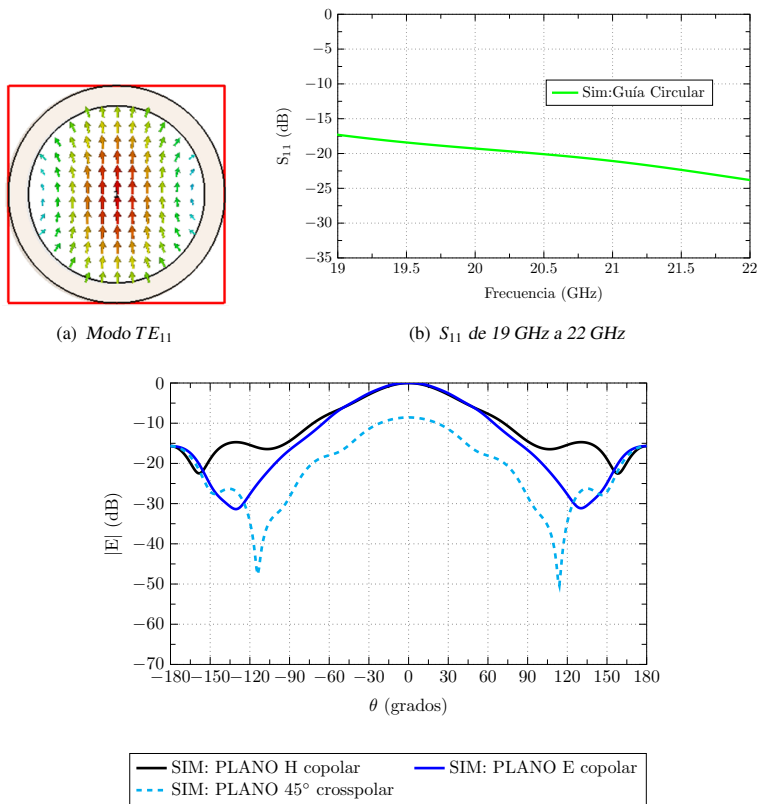


Figura 3.23: (a) Simulación (SIM) del modo fundamental TE_{11} de la guía de onda circular con dimensiones de diámetro interno aproximado a 10.93 mm y longitud de 15 mm; (b) Parámetro S_{11} ; (c) Componentes del diagrama de radiación del campo eléctrico en los distintos planos, para la polarización de referencia (copolar) y cruzada (crosspolar).

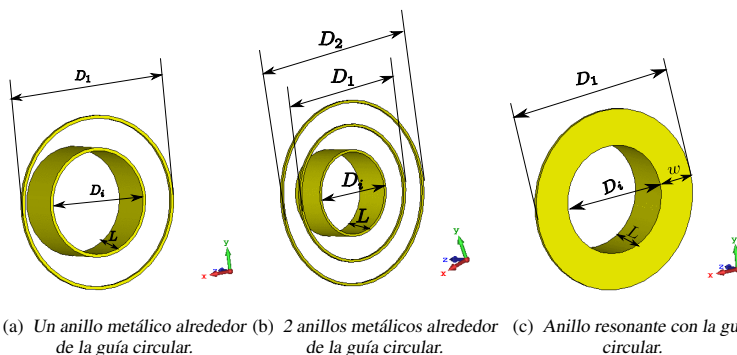


Figura 3.24: Propuestas de mejora de la polarización cruzada en una guía de onda circular.

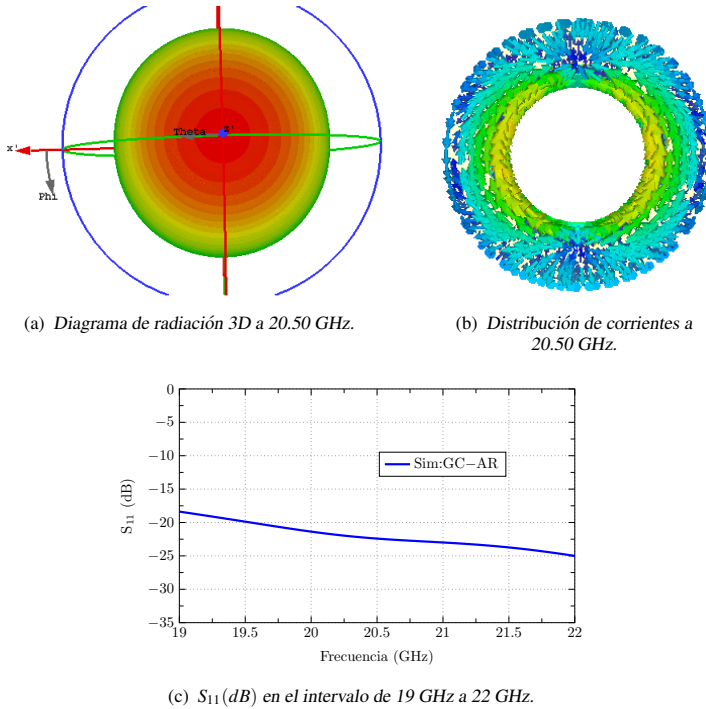


Figura 3.25: Simulación de la guía de onda circular con anillo resonante (GC-AR).

valor es igual al diámetro interno de la guía circular. Además, se ha demostrado en [205] que el anillo resonante debe tener un ancho aproximado $w \in (0.24 \lambda - 0.42 \lambda)$, donde λ es la longitud de onda a la frecuencia central de diseño. Para este caso, el ancho del anillo corresponde a un valor de $w = 6.09 \text{ mm}$ ($0.42 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$), lo que implica un diámetro externo igual a $D_1 = 23.11 \text{ mm}$.

Además, los bajos niveles de polarización cruzada generan un diagrama de radiación simétrico a la frecuencia central de la banda de trabajo, tal como se muestra en la Fig. 3.25(a).

La distribución de corrientes a 20.50 GHz se indica en la Fig. 3.25(b), donde se observa que existe una distribución de corriente normalizada similar a la del modo $J_{0,1}$ del anillo metálico. Como se puede notar, el área de radiación es más grande que la de la guía circular, lo que produce una mayor ganancia en el alimentador.

Los niveles de adaptación en la guía de onda circular con anillo resonante (GC-AR) son muy buenos, ya que se encuentran por debajo de -17 dB en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz, tal como se indica en la Fig. 3.25(c).

Como se ha comentado, el anillo resonante unido a la guía circular mejora los niveles de polarización cruzada en comparación a la guía de onda circular y rectangular, tal como se observa en la Fig. 3.26.

3.7.1.4. Guía de onda circular con cilindro

Alternativamente, se puede realizar otro alimentador considerando la guía circular con un cilindro alrededor de la estructura, tal y como se muestra en la Fig. 3.27(b). En esta

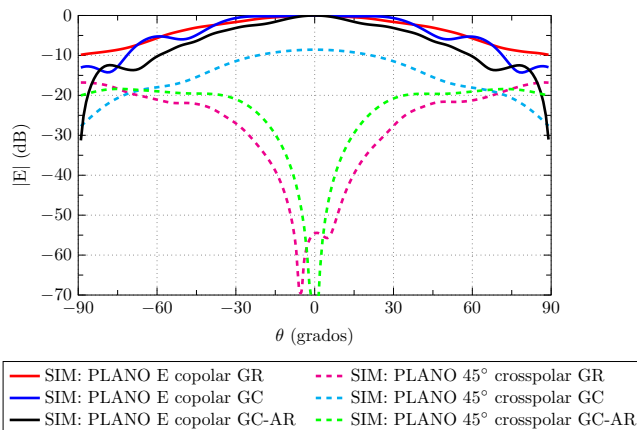


Figura 3.26: Niveles de polarización de referencia (copolar) y cruzada (crosspolar) de la guía rectangular WR42 (GR), guía circular (GC) y guía circular con anillo resonante (GC-AR) mostrada en la Fig. 3.24(c), a 20.50 GHz.

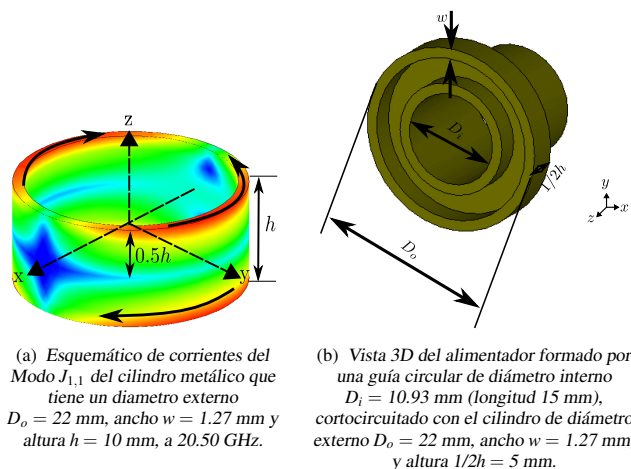
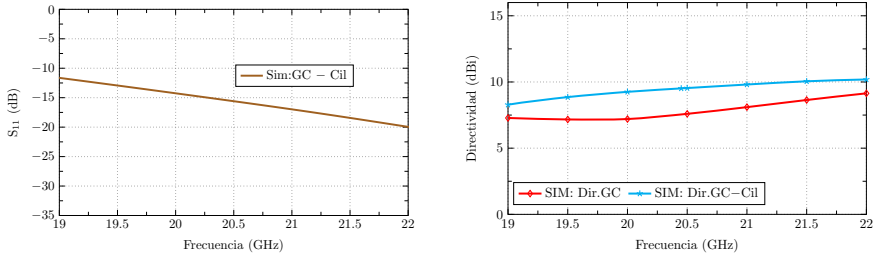


Figura 3.27: Esquemático del alimentador formado por la guía circular ($D_i = 10.93$ mm) con el cilindro ($D_o = 22$ mm) (GC - Cil).

parte, utilizaremos el análisis del campo cercano con la TMC realizado en la sección 2.5.3 para el cilindro con las dimensiones de diámetro externo 22 mm y altura $h = 10$ mm propuesto en la Fig. 2.58(b), con el objetivo de desarrollar un alimentador primario con buenas características de radiación para la banda de 19 GHz a 22 GHz.

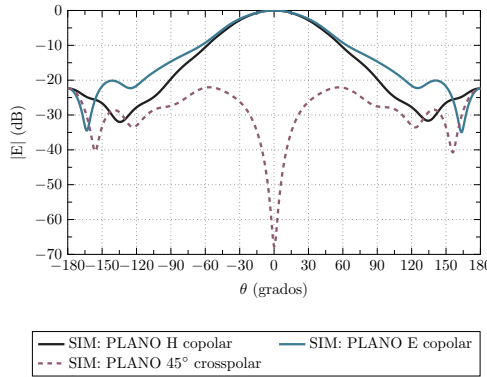
Como punto de partida, se considera el análisis modal realizado en la sección 2.5.3 correspondiente al estudio del campo cercano del modo $J_{1,1}$ a la frecuencia central de la banda de interés (ver Fig. 2.64(d)), donde se observa que la onda se propagaba en la dirección z y tiene dos regiones de mayor concentración de campo en la dirección de propagación. Este modo presenta un comportamiento inductivo con una $MS_n > 0.7$ y una fase característica comprendida entre $\alpha_n = 140^\circ$ y $\alpha_n = 150^\circ$, en la banda de 19 GHz a 22 GHz.

El análisis mediante la TMC del campo cercano realizado en el cilindro puede servir para analizar la antenna presentada en la Fig. 3.27(b). Para excitar el modo $J_{1,1}$, se considera la



(a) S_{11} (dB) entre 19 GHz a 22 GHz.

(b) Directividad de la antena GC – Cil comparada con la guía circular (GC).



(c) Cortes del diagrama de radiación a 20.50 GHz.

Figura 3.28: (a) Simulación (SIM) del parámetro S_{11} (dB); (b) Directividad (Dir) de la antena de alimentación GC – Cil, para la banda de 19 GHz a 22 GHz; (c) Componentes del diagrama de radiación del campo para los distintos planos en la polarización de referencia (copolar) y cruzada (crosspolar).

distribución de corrientes presentada en la Fig. 3.27(a), donde se observa que las corrientes se encuentran en contrafase en la parte superior e inferior del cilindro y tienen un nulo en la mitad del cilindro ($0.5h = 5$ mm). En esta zona se ubica un plano de masa con la guía circular de diámetro interno $D_i = 10.93$ mm, quedando el alimentador formado por una guía de onda circular ($D_i = 10.93$ mm y longitud de 15mm), cortocircuitada con un cilindro de altura $1/2h = 5$ mm, ancho $w = 1.27$ mm y diámetro externo $D_o = 22$ mm (GC–Cil).

La Fig.3.28(a) presenta la simulación del parámetro S_{11} de la antena de alimentación GC – Cil. Los resultados muestran un buen nivel de adaptación de la antena ($S_{11} < -12$ dB) de 19 GHz a 22 GHz.

Además, en la Fig. 3.28(b) se indica la simulación de la máxima directividad obtenida del alimentador GC – Cil, en comparación con la máxima directividad de la guía circular aislada. Como puede observarse, la máxima directividad obtenida es de 10.9 dBi a 22 GHz, lo que corresponde a un incremento de 1.06 dB con respecto a la guía circular.

Finalmente, en la Fig. 3.28(c) se indican los niveles de polarización cruzada del alimentador GC–Cil a 20.50 GHz, donde se puede ver claramente que la antena presenta un nivel de polarización cruzada de -20 dB.

Con el objetivo de mejorar aún más la polarización cruzada, se han realizado algunas investigaciones con este tipo de antena. Así, en [206] se presenta una bocina circular cónica

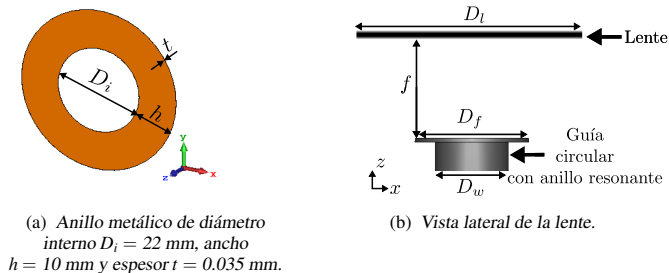


Figura 3.29: (a) Esquemático del anillo con diámetro externo $D_l = 42$ mm; (b) Vista lateral del anillo que funciona como una lente plana ubicado a una distancia $f = 9.32$ mm de la guía circular ($D_w = 10.93$ mm) con anillo resonante ($D_f = 23.11$ mm) (GC – AR).

con una cavidad coaxial (espacio que se genera por la unión con un plano de masa de la bocina y el cilindro externo), consiguiendo un nivel de polarización cruzada de -25 dB en la banda de 10 GHz.

Resumiendo, podemos decir que se pueden mejorar los niveles de polarización cruzada en una guía circular usando un anillo unido a la guía como una solución óptima para antenas sin plano de masa, donde los bajos niveles de polarización cruzada generan una distribución altamente simétrica en la apertura del alimentador.

Una vez definido el alimentador, el siguiente paso del estudio consistirá en el diseño de una lente de una sola capa formada por solo un anillo metálico.

3.7.2. Ejemplo de diseño de la lente

En el diseño del alimentador, se pretende conseguir una eficiencia elevada y un nivel bajo de polarización cruzada [17]. Utilizando la guía de onda circular con anillo resonante (GC–AR) como el alimentador más adecuado para trabajar en el rango de 19 GHz a 22 GHz, el siguiente paso consiste en ubicar esta antena en el punto focal del anillo metálico analizado en la sección 3.5, tal como se indica en la Fig. 3.29. Seguidamente se modela el alimentador como una función coseno teórica, para finalmente calcular las eficiencias teóricas, directividad y adaptación de la lente metálica de una capa formada por solo un anillo metálico.

Las dimensiones del anillo metálico se indican en la Fig. 3.29(a). Al realizar el análisis mediante la TMC en el anillo, se encontró que esta estructura tiene mejores características de ancho de banda para el modo antena fundamental $J_{0,1}$ en la banda de 19 GHz a 22 GHz. Además, al incidir en la estructura circular con una onda plana con polarización vertical, se ha encontrado que los modos $J_{0,1}$ y $J_{1,1}$ *radial* son los modos que proporcionan la mayor contribución de potencia, con un 46.26% y un 53.74%, respectivamente (ver Fig. 3.17).

La distancia focal f calculada para el anillo metálico se analizó en la sección 3.5. El punto focal se calculó usando la incidencia de onda plana en la estructura y encontrando el lugar geométrico donde se tiene una mayor concentración de campo eléctrico más allá de la lente. Los resultados se resumen en la tabla. 3.1, donde el valor del punto focal del anillo metálico corresponde a $f = 9.32$ mm.

Adicionalmente, se puede modelar el campo eléctrico en la línea donde se ubica el anillo metálico como una función coseno empleando la ecuación (3.18), en el cual al variar el

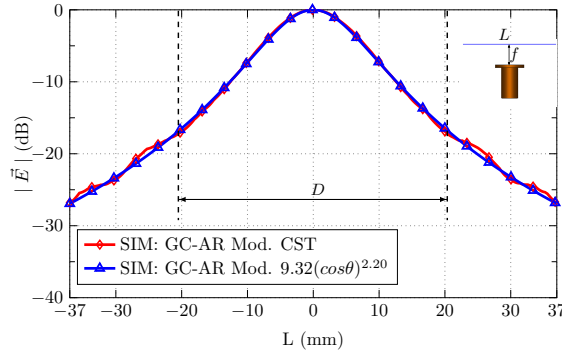


Figura 3.30: Modelado del campo eléctrico en una línea de longitud $L = 74$ mm a una distancia $f = 9.32$ mm de la guía circular con anillo resonante (GC-AR) propuesta en la Fig. 3.24(c), a 20.50 GHz.

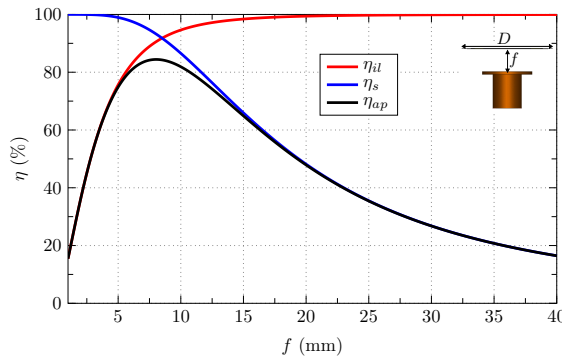


Figura 3.31: Eficiencia de iluminación η_{il} , de desbordamiento η_s y de apertura η_{ap} para la lente con anillo metálico de ancho 10 mm y diámetro externo $D = 42$ mm, ubicada a una distancia f de la guía circular con anillo resonante (GC-AR) propuesta en la Fig. 3.24(c).

parámetro n se puede encontrar la expresión matemática del campo eléctrico que corresponda al valor simulado. El resultado se muestra en la Fig. 3.30, donde se indica la expresión matemática del campo eléctrico incidente de la guía circular con anillo resonante correspondiente a $E_i = 9.32 (\cos \theta)^{2.20}$ (V/m), para la frecuencia central de 20.50 GHz.

Se puede observar que el campo simulado mediante CST [144] en la línea colocada a una distancia $f = 9.32$ mm de la guía circular con anillo resonante se puede modelar como una función coseno, cuya expresión matemática es $E_i = 9.32 (\cos \theta)^{2.20}$ (V/m) (ver Fig. 3.30).

La eficiencia teórica de la apertura, cuando se ubica un anillo metálico de diámetro externo $D = 42$ mm a una distancia f del alimentador GC-AR, se obtiene al utilizar las ecuaciones (3.24) y (3.26). Así, la eficiencia teórica calculada de la apertura presenta un valor de $\eta_{ap} = 83.26\%$ (ver Fig. 3.31).

En la Fig. 3.32 se muestra la amplitud de la componente del campo eléctrico \vec{E}_y a la frecuencia central de 20.50 GHz para la guía circular con el anillo resonante (ver Fig. 3.32(a)), y para el alimentador formado por la apertura circular con el anillo resonante junto con la lente propuesta (anillo metálico de diámetro externo 42 mm, ancho 10 mm, y espesor 0.035mm) (ver Fig. 3.32(b)). Como se puede observar, el área de radiación de la guía circular con anillo resonante junto con la lente de una sola capa formada por solo un anillo

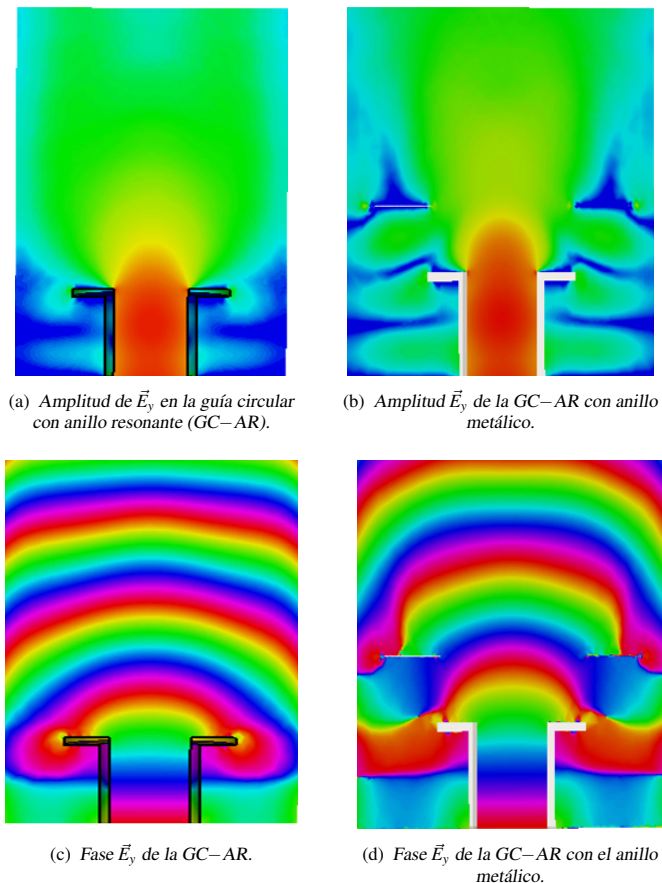


Figura 3.32: Simulación de la componente del campo eléctrico \vec{E}_y a 20.50 GHz.

metálico, se concentra más en comparación con el área de radiación de la guía circular con anillo resonante sola. Asimismo, se observa una corrección de la fase del campo eléctrico en la apertura circular con anillo resonante junto con la lente (ver Fig. 3.32(d)), al compararla con la fase del campo en el alimentador formado por la guía circular con el anillo resonante (ver Fig. 3.32(c)).

La Fig. 3.33 compara el parámetro S_{11} de la antena propuesta formada por el anillo de ancho 10 mm junto con el alimentador constituido por la guía circular con el anillo resonante (GC-AR-Ah10mm), la guía rectangular WR42, y la antena de alimentación comprendida por la apertura circular junto con el anillo resonante. Como se puede observar, la lente propuesta tiene un buen nivel de adaptación por debajo de -17 dB, desde 19 GHz a 22 GHz.

La Fig. 3.34 presenta la simulación del campo lejano de la lente de una sola capa constituida por el anillo metálico junto con la apertura circular con el anillo resonante, y el alimentador formado por la guía circular junto con el anillo resonante en el plano X-Z (ver Fig. 3.34(a)) e Y-Z (ver Fig. 3.34(b)). Se observa claramente la mejora en directividad de la lente metálica de una sola capa propuesta a 20.50 GHz.

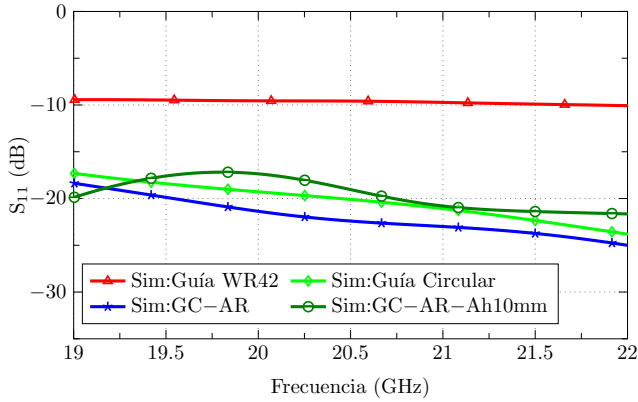
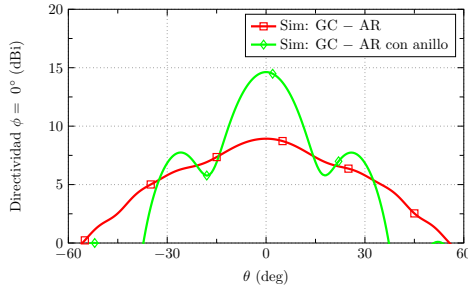
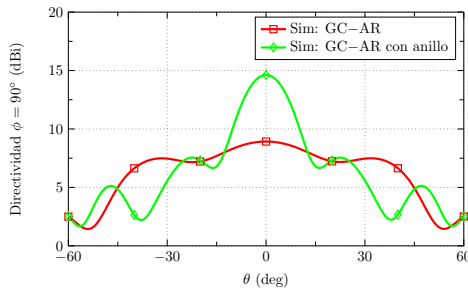


Figura 3.33: Simulación del parámetro S_{11} para la guía rectangular, la guía circular, la guía circular con anillo resonante (GC-AR) propuesta en la Fig. 3.24(c), y el anillo metálico con el alimentador (GC-AR-Ah10mm), entre 19 GHz y 22 GHz.



(a) Plano X-Z.



(b) Plano Y-Z.

Figura 3.34: Simulación del campo lejano a 20.50 GHz.

Como se puede observar en la Fig. 3.35, el alimentador con el anillo metálico incrementa la máxima directividad de la apertura circular con el anillo resonante (GC-AR) hasta 15.26 dB, lo que corresponde a un incremento de 5.70 dB a la frecuencia central de 20.50 GHz con respecto a la antena de alimentación propuesta. Además, este incremento se mantiene en el intervalo de 20.5 GHz a 22 GHz.

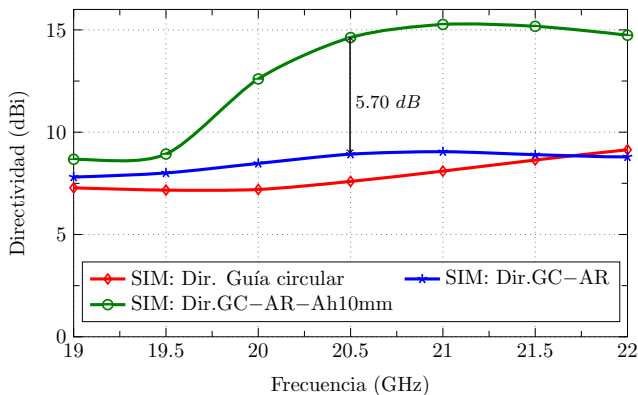


Figura 3.35: Simulación de la directividad del anillo metálico con el alimentador formado por la guía circular con anillo resonante (GC – AR – Ah10mm), comparada con la guía circular con anillo resonante sola (GC-AR) y la guía circular, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.



(a) Modelo FLANN 1764.

(b) Transición rectangular a circular FLANN 1764.

(c) Modelo FLANN 1764 con GC-AR.

(d) Prototipo fabricado del FLANN 1764 con la GC-AR.

Figura 3.36: Modelos de transición de guía rectangular a circular, para trabajar en la banda de 10 GHz a 14 GHz.

A continuación se detallan las nuevas antenas que serán empleadas como alimentadores primarios de las nuevas lentes metálicas que serán estudiadas en el capítulo 4.

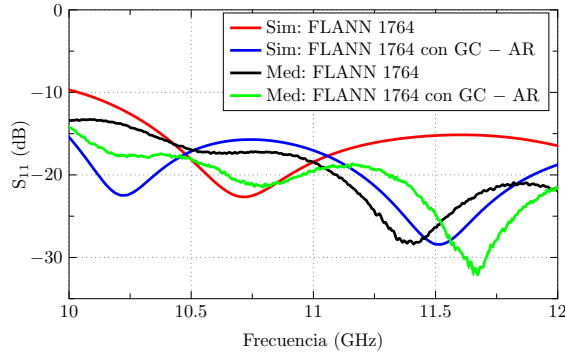


Figura 3.37: Simulación (Sim) y medida (Med) del parámetro S_{11} de la transición de guía rectangular a circular modelo FLANN 1764 y el FLANN 1764 con GC-AR, de 10 GHz a 12 GHz.

3.7.3. Ejemplos de realización práctica de alimentadores.

Actualmente, se utilizan las transiciones de guía rectangular a circular en especial para aplicaciones de comunicación satelital, en la banda de microondas y milimétricas. Estas transiciones se encuentran disponibles en varios tamaños, para frecuencias que van desde 2.6 GHz hasta 330 GHz [203]. En esta subsección se presentan dos alimentadores primarios: el primero está formado por una transición de guía rectangular a circular, para la banda de 10 GHz a 14 GHz; y el segundo tiene una transición de guía WR42 a una apertura cuadrada, para el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

3.7.3.1. Alimentador para la banda de 10 GHz a 14 GHz

Para conseguir un alimentador que trabaje en el rango de 10 GHz a 14 GHz, como punto de partida del análisis, se considera una transición de guía rectangular a circular, con el objetivo de permitir que la estructura formada por una guía circular con anillo resonante (GC-AR) que tiene buenos niveles de polarización cruzada y adaptación, sea alimentada por una guía estándar rectangular.

Se parte analizando el modelo comercial FLANN 1764, que tiene una longitud corta de guía de onda rectangular WR75, con una sección escalonada cónica que conduce a una guía de onda circular, que tiene un diámetro interno de 19.35 mm. El modelo simulado se indica en la Fig. 3.36(a), mientras que la transición comercial se muestra en la Fig. 3.36(b). Esta transición se utiliza para aplicaciones en la banda de 9.84 GHz a 15 GHz.

El modelo realizado en CST del FLANN 1764 con GC-AR se muestra en la Fig. 3.36(c), donde se han escalado las dimensiones de la guía circular con anillo resonante (GC-AR) analizada en la sección 3.7.1.3 para su estudio en la nueva banda de 10 GHz a 12 GHz.

Las nuevas dimensiones obtenidas son: $D_i = 19.35$ mm, $D_o = 33.89$ mm y longitud de la guía circular de 11 mm, donde D_i es el diámetro interno del anillo resonante, que es igual al diámetro interno de la guía circular del FLANN 1764, D_o es el diámetro externo del anillo resonante (AR), el cual comprende un ancho del anillo de 7.27 mm ($0.24 \lambda_{10 \text{ GHz}}$).

El prototipo fabricado de la apertura circular con anillo resonante (GC-AR) junto con la transición comercial de guía rectangular a circular se presenta en la Fig. 3.36(d). Cabe indicar que el material empleado en la construcción del alimentador propuesto es aluminio.

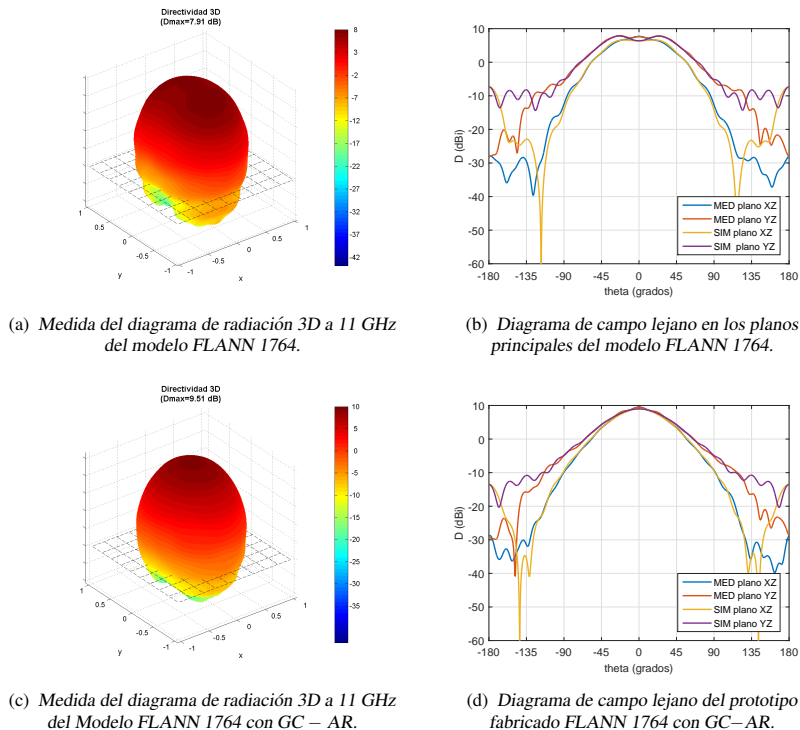


Figura 3.38: Simulación (SIM) y medida (MED) de los diagramas de campo lejano, para la transición de guía rectangular a circular modelo FLANN 1764 y del FLANN 1764 con GC–AR, a 11 GHz.

La Fig. 3.37 compara el parámetro S_{11} medido (*Med*) y simulado (*Sim*) de la transición de guía rectangular a circular modelo FLANN 1764, con la apertura circular con el anillo resonante unida a la transición. Como se puede observar, en el FLANN 1764 con la guía circular con el anillo resonante se tiene un buen nivel de adaptación por debajo de -15 dB en el intervalo de 10 GHz a 12 GHz.

Los diagramas de radiación medidos a la frecuencia central de la banda de interés (11 GHz) para la transición modelo FLANN 1764, y para el FLANN 1764 con la guía circular con el anillo resonante, se muestran en la Fig. 3.38(a) y la Fig. 3.38(c), respectivamente. Se puede ver que el diagrama es simétrico en el prototipo propuesto FLANN 1764 con la apertura circular con el anillo resonante, obteniendo una mayor directividad de 9.51 dB, en comparación con la directividad medida en el modelo FLANN 1764 (7.91 dB), donde se pierde la simetría en el diagrama de radiación.

Al analizar los cortes del diagrama de campo lejano medido (MED) y simulado (SIM) a 11 GHz en los planos principales XZ e YZ, se observa que los diagramas del FLANN 1764 con la guía circular con el anillo resonante (ver Fig. 3.38(d)) son simétricos en comparación con los diagramas del modelo FLANN 1764 indicado en la Fig. 3.38(b), donde se observa que los diagramas no son proporcionados. Además, se puede notar que los valores medidos y simulados en las transiciones analizadas son similares.

La Fig. 3.39 muestra la directividad obtenida para el FLANN 1764 con la apertura circular con el anillo resonante, donde se observa una mejora de la medida realizada de 1.6 dB

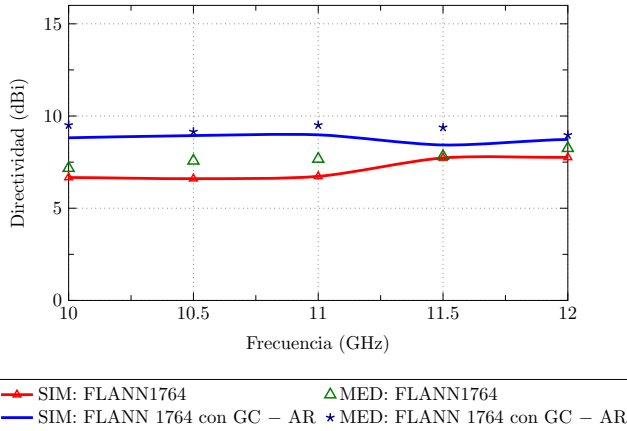


Figura 3.39: Simulación (SIM) y medida (MED) de la directividad para la transición de guía rectangular a circular modelo FLANN 1764 y para el FLANN 1764 con GC-AR, en el intervalo de 10 GHz a 12 GHz.

en la mayor parte de la banda de 10 GHz a 12 GHz, en comparación con la directividad máxima del FLANN 1764 aislado.

3.7.3.2. Alimentador para la banda de 19 GHz a 22 GHz

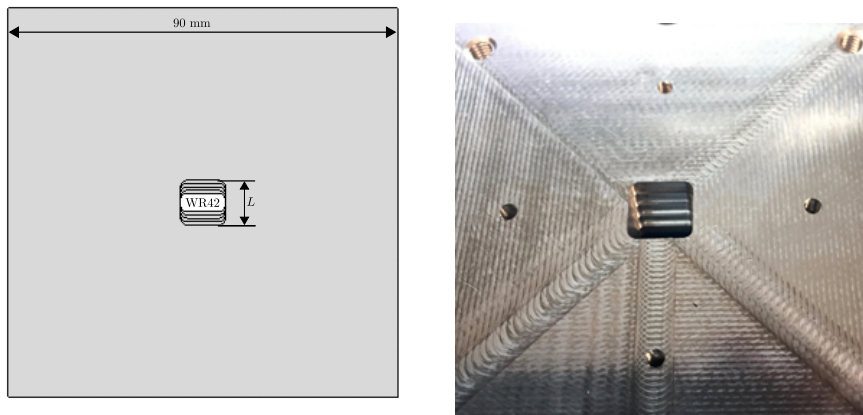
Para la banda de 19 GHz a 22 GHz, se propone un alimentador formado por una guía rectangular WR42 con una transición escalonada cónica que conduce a una apertura cuadrada (WR42-AC) con un plano de masa.

El tamaño de la apertura cuadrada obtenida por la ampliación de la guía de onda rectangular WR42 es de 10.668 mm \times 10.668 mm ($L \times L$), tal como se observa en la Fig. 3.40(a). El plano de masa acoplado a la guía rectangular con la apertura cuadrada se utiliza para mejorar la ganancia de la apertura. Las dimensiones del plano de masa son 90 mm \times 90 mm. El prototipo se ha fabricado con aluminio y la fotografía se muestra en la Fig. 3.40(b), donde se aprecia claramente la transición de guía rectangular WR42 a la apertura cuadrada.

La Fig. 3.41 indica el parámetro S_{11} medido y simulado del alimentador propuesto WR42-AC con plano de masa. Como se observa, la estructura se encuentra bien adaptada ($S_{11} < -16$ dB) dentro del intervalo de frecuencias de interés.

El diagrama de radiación medido a la frecuencia central (20.5 GHz) se muestra en la Fig. 3.42(a), donde se observa que se obtiene una directividad razonable (8.95 dBi) para la transición de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada (WR42-AC). Por otro lado, en la Fig. 3.42(b) se comparan los diagramas de radiación medidos y simulados para la apertura de alimentación con plano de masa aislado, donde se observa que a la frecuencia central de la banda de interés (20.50 GHz) el diagrama es simétrico para $-90^\circ < \theta < 90^\circ$, en los planos XZ e YZ.

La Fig. 3.43 muestra la simulación y medida de la directividad del alimentador constituido por la guía rectangular WR42 con una transición escalonada cónica que lleva a una apertura cuadrada con plano de masa aislado. Como se puede observar, existe una gran similitud entre los datos medidos y simulados. Adicionalmente, la directividad se encuentra por encima de 8 dB en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.



(a) Modelo de la transición WR42–AC.

(b) Fotografía del prototipo fabricado.

Figura 3.40: Transición de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada (WR42–AC) de longitud $L = 10.66$ mm, con un plano de masa (90 mm \times 90 mm) para operar en la banda de 19 GHz a 22 GHz.

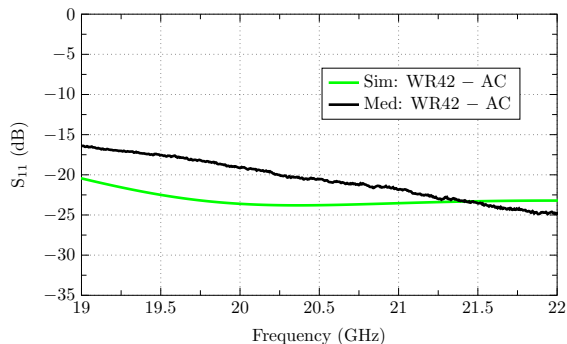
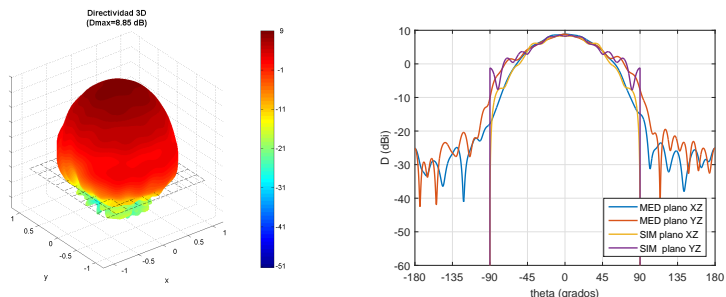


Figura 3.41: Simulación (Sim) y medida (Med) del parámetro S_{11} de la transición de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada (WR42–AC) presentada en la Fig. 3.40.



(a) Medida del diagrama de radiación 3D a 20.50 GHz para el modelo WR42–AC.

(b) Diagrama de campo lejano en los planos principales para el modelo WR42–AC.

Figura 3.42: Simulación (SIM) y medida (MED) de los diagramas de campo lejano para la transición de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada (WR42–AC) presentada en la Fig. 3.40, a 20.50 GHz.

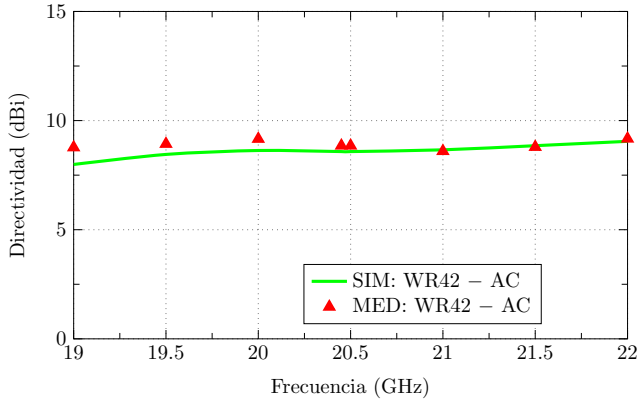


Figura 3.43: Simulación (SIM) y medida (MED) de la directividad para la transición WR42–AC en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

En general, las mediciones del prototipo fabricado para la WR42–AC con plano de masa muestran un buen nivel de adaptación ($S_{11} < -16\text{dB}$) y una directividad máxima uniforme (8.85 dB), dentro del intervalo de la frecuencia de trabajo.

En posteriores capítulos se utilizarán las antenas propuestas como alimentadores primarios de las lentes metálicas.

3.8. Conclusiones

Finalmente, se realiza un resumen de los principales puntos tratados en este capítulo:

- Se ha presentado una breve introducción de los sistemas de comunicaciones más empleados en la actualidad, se mencionan las características básicas, y se comenta brevemente el tipo de antenas que se utilizan, y como las lentes entran en el escenario.
- Además se han presentado los desarrollos más recientes de lentes dieléctricas, zonales y metálicas.
- También se ha propuesto un método alternativo de cálculo del punto focal, como es la incidencia de onda plana en el objeto PEC, para determinar el punto donde se encuentra una mayor concentración de campo eléctrico mas allá de la lente, se ha comprobado el punto focal en estructuras metálicas 3D como son el anillo con un ancho de 10mm, el cono, cilindro, y la estructura doblada .
- Se ha determinado el modelo matemático teórico del alimentador, junto con un ejemplo de aplicación del diseño de una lente metálica de una sola capa formada por un anillo de ancho de 10mm, para indicar la eficiencia teórica de la estructura metálica.
- El análisis más habitual es iluminar la lente desde una guía de onda abierta o desde una pequeña bocina, pero teniendo en cuenta que se esta en la zona de campos próximos. Si se considera la lente en recepción se puede iluminar mediante una onda plana, observándose la aparición de un punto focal.

- Se ha optimizado la posición de la antena de alimentación, situando el centro de fase en el punto focal. Para dicho punto se ha obtenido la directividad de la antena en un gran ancho de banda.
- Finalmente se presentan dos alimentadores prácticos para trabajar en la banda de 10 GHz a 14 GHz, y de 19 GHz a 22 GHz, los mismos que serán utilizados en el siguiente capítulo como antenas de alimentación para las lentes metálicas propuestas.

Capítulo 4

Diseño de lentes metálicas usando la Teoría de Modos Característicos

En este capítulo se discute como puede ser útil la información proporcionada por la Teoría de Modos Característicos (TMC) en el diseño de lentes. En el sentido de diseño, la TMC es útil para optimizar la forma y tamaño de la estructura metálica, de tal manera que al ubicar la alimentación se excite el modo deseado y de esta forma se puedan obtener las características deseadas de directividad y ancho de banda de la antena.

Las lentes metálicas experimentales que se presentarán en este capítulo son una consecuencia del análisis mediante modos característicos realizado en el capítulo 2, donde se determinaron los parámetros básicos α_n y MS_n de estructuras metálicas con geometrías simples y de la técnica de diseño de una lente metálica propuesta en el capítulo 3.

En consecuencia, este tema se introducirá con un poco de profundidad, ya que respalda el estudio mediante la TMC en las variantes de lentes propuestas.

4.1. Introducción

Se pueden considerar dos tipos de diseños básicos de lentes. El primero, considerando que el alimentador o la lente se encuentran en la zona de campo lejano, tal como se indica en la Fig. 4.1(a), donde la lente se ubica a una distancia superior a una longitud de onda del alimentador. De acuerdo a este enfoque, se parte realizando el análisis mediante la TMC de la estructura metálica para ver la distribución de corrientes fundamentales que circulan por la lente, para posteriormente realizar la aproximación del punto focal analizado en la sección 3.5.1. Utilizando esta información, se proceder a ubicar el alimentador para excitar el modo deseado en la estructura metálica (de esta manera se minimizan las contribuciones de los modos de orden superior para lograr el rendimiento requerido de la antena). Cabe indicar que esta técnica se propone para crear lentes metálicas de bajo perfil.

El segundo enfoque consiste en ubicar una estructura parcialmente reflectora (*Partially Reflective Surface, PRS*) en campo cercano. Generalmente la estructura se ubica a media

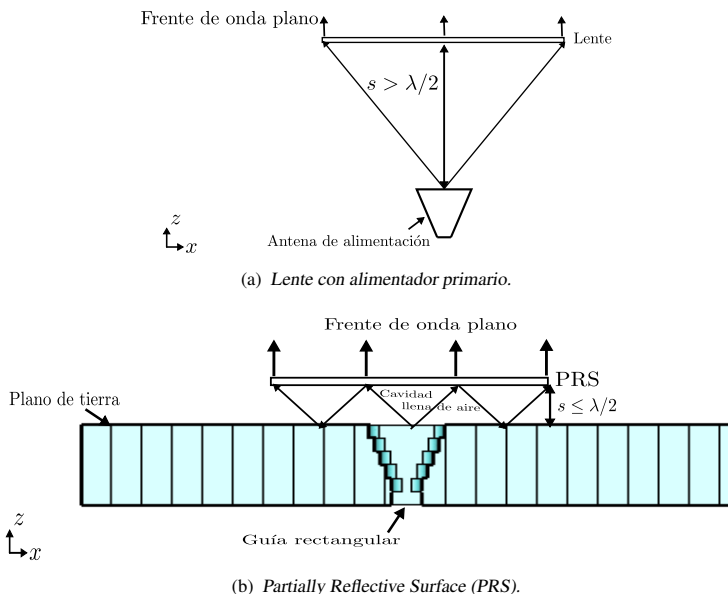


Figura 4.1: Tipos de diseños propuestos para lentes.

longitud de onda sobre un alimentador con plano de masa ($s \leq \lambda/2$), con el objetivo de mejorar la directividad del alimentador, tal como se indica en la Fig. 4.1(b). De acuerdo a esta configuración, las ondas experimentan múltiples reflexiones entre el plano de masa y la superestructura, lo que da como resultado la propagación del campo dentro de la cavidad y la creación de un rayo directivo hacia la dirección de propagación (eje z) [207].

En la literatura, se pueden encontrar diversas investigaciones que tratan el diseño de una PRS que se comporte como lente. De acuerdo a esta perspectiva, en los últimos años se han propuesto superficies parcialmente reflectoras formadas por cuatro secciones concéntricas de distinto material dieléctrico con un ancho y espesor variable [208,209], o una PRS constituida por solo un bloque de material dieléctrico [210–212] o por una combinación de metal con dieléctrico para formar una disposición periódica de celdas unitarias con el objetivo de conseguir una disminución de la magnitud del coeficiente de reflexión [213].

En esta tesis, se propone una lente metálica compuesta por una PRS formada sólo por elementos metálicos cortocircuitados. Para este tipo de diseño, se considera el análisis mediante la TMC de la estructura metálica, más el efecto de de reflexión entre el resonador y el plano de masa del alimentador. Seguidamente se realiza el mismo análisis de cálculo de punto focal analizado en la sección 3.5.1, para finalmente comprobar los resultados en adaptación y ganancia de la lente.

Como se puede observar del estudio previo mediante la TMC realizado en el capítulo 2, las investigaciones sobre el comportamiento resonante de α_n , MS_n y de los campos cercanos de cada modo de radiación en la estructura PEC son esenciales para el diseño de las lentes metálicas. Específicamente, excitando los modos a su frecuencia de resonancia se asegura la máxima eficiencia de radiación, tal como se demostró en la sección 3.7.2 para el caso del diseño de una lente metálica de una sola capa formada por solo un anillo metálico con un ancho de 10 mm.

El conocimiento de los campos cercanos es esencial para determinar qué excitación es la más adecuada para excitar el modo deseado.

Además, el conocimiento de los campos cercanos constituye una información valiosa para la colocación de la antena de alimentación. Para calcular el punto focal óptimo, se utilizará el método de incidencia de onda plana en la estructura metálica empleado en la sección 3.5. Dependiendo de la banda de frecuencia de interés, se ubicará la estructura de alimentación propuesta en la sección 3.7.3 en el punto focal calculado. Los campos radiados simulados de las lentes metálicas diseñadas serán comparados con los campos modales obtenidos del análisis mediante la TMC. Finalmente, se comprobará la directividad y el acoplamiento de las antenas propuestas.

Mediante esta metodología, en esta Tesis se han realizado diferentes diseños que han sido publicados recientemente, donde la lente metálica consta de:

- Tres capas de anillos, considerando en la primera capa un anillo metálico sin cortar, mientras que en la segunda y tercera capa se cortan los anillos en segmentos menores de $\lambda/2$ [205, 214].
- Un anillo metálico central rodeado por ocho anillos pequeños sobre una apertura circular [215].
- Doce cilindros metálicos unidos capacitivamente, distribuidos a lo largo de un círculo e iluminados por una guía circular con anillo resonante [216].
- 21 anillos metálicos distribuidos en forma de círculo e iluminados por dos guías de onda circulares abiertas [217].
- 12 anillos metálicos distribuidos en una sola capa y dispuestos a lo largo de una circunferencia [218].
- Dos anillos metálicos distribuidos en dos capas e iluminados por una apertura cuadrada [219].
- Dos anillos metálicos cortocircuitados iluminados por una apertura cuadrada [220–222].
- Tres anillos cortocircuitados alimentados por una cavidad rectangular abierta con cuatro puntos de alimentación [223].

Asimismo, se ha realizado el análisis de la polarización cruzada en una guía circular [224] y se ha evaluado el uso de un anillo metálico con un ancho mayor de 10 mm [225].

Estos diseños se han clasificado en dos grandes grupos. El primer grupo se enfoca en el estudio de una lente con el objetivo de conseguir la máxima directividad en la estructura, mientras que para el segundo grupo se pretende conseguir una lente de bajo perfil, con mejores características de directividad y ancho de banda.

Para el primer grupo, las estructuras analizadas son:

- Anillo metálico con dimensiones eléctricas más grandes en diámetro y ancho.
- Conjunto de 2 anillos metálicos de diferente diámetro (superior a 2λ), separados una distancia $h < \lambda/4$.

- Diseño de una lente metálica de dos capas (combinación de dos anillos, anillo con PRS)
- Estructuras con doble alimentación.

Para conseguir lentes de bajo perfil (segundo grupo) se tiene las siguientes estructuras:

- Conjunto de 2 anillos metálicos de diferente diámetro (inferior a 2λ), separados una distancia $h < \lambda/4$.
- Anillos cortocircuitados.
- Conjunto de un anillo central grande, con 8 anillos metálicos alrededor.
- Conjunto de 12 anillos metálicos alrededor de una circunferencia de radio R .
- Conjunto de cilindros metálicos.

Para las estructuras mencionadas, se generarán nuevas distribuciones de corrientes modales y se conseguirán mejores características de radiación modal, para posteriormente realizar el diseño de la lente con los alimentadores prácticos presentados en el capítulo 3.

4.2. Anillo metálico eléctricamente grande

Para aumentar la directividad de una antena, es necesario incrementar el área efectiva y el radio de la apertura. En este caso, se pretende conseguir la mayor directividad posible al usar solo un anillo metálico con grandes dimensiones eléctricas, cuyo diámetro externo no supere los $6\lambda_{20.50\text{ GHz}}$. Los valores de la apertura pueden incluir tamaños basados en bocina (6λ) [226] o una extensión de la lente con 10 longitudes de onda [194]. En esta parte se considera el valor máximo de seis longitudes de onda a la frecuencia de diseño.

Como primer paso en el diseño de la antena, se debe elegir la frecuencia de operación y el ancho de banda. Para este caso se considera como frecuencia de diseño 20.50 GHz, para conseguir que la lente trabaje con un gran ancho de banda en el intervalo de frecuencias comprendido entre 19 GHz y 22 GHz.

Como se ha visto en la sección 2.5.1.1, al variar el diámetro interno del anillo PEC, se puede conseguir modificar la frecuencia de resonancia de la estructura. Además, al considerar el modo J_{01} en el anillo de diámetro interno de 22 mm y un ancho superior a 10 mm, se consigue un gran ancho de banda modal en el intervalo de 10 GHz a 22 GHz.

Al incrementar el diámetro interno del anillo con un ancho superior de 10 mm se puede conseguir que el modo J_{01} tenga mejores características modales. El análisis mediante la TMC de esta estructura circular dará información valiosa del comportamiento radiante del anillo en la banda de interés, cuyo análisis se indica a continuación.

4.2.1. Análisis mediante la TMC

Con el fin de entender el principio de funcionamiento del anillo propuesto, se investiga el comportamiento modal de la estructura circular.

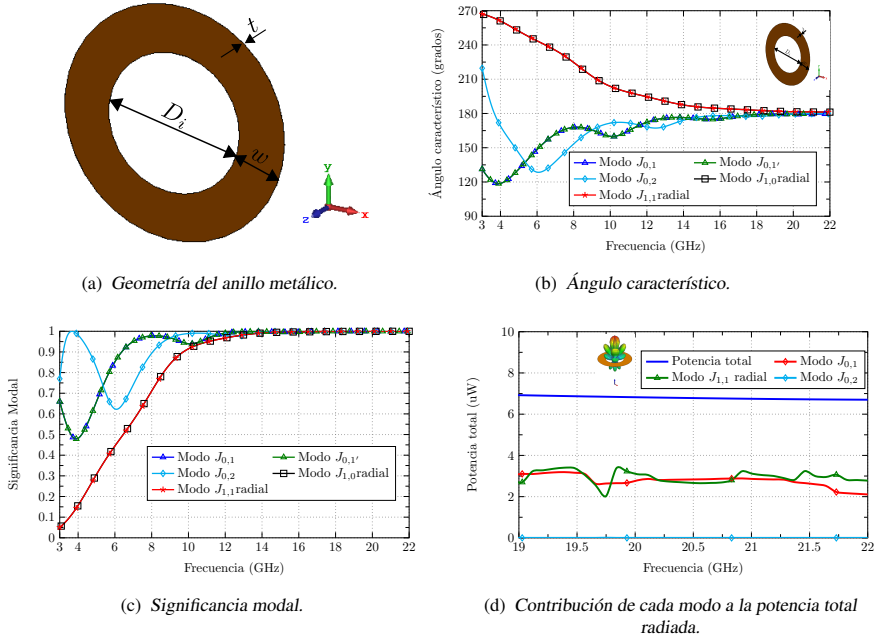


Figura 4.2: (a) Geometría del anillo metálico con diámetro interno $D_i = 44$ mm, ancho $w = 15$ mm y espesor $t = 0.035$ mm; (b) Ángulo característico asociado a los primeros cinco modos en el intervalo de 3 GHz a 22 GHz; (c) Significancia modal asociada a los primeros cinco modos en el intervalo de 3 GHz a 22 GHz; (d) Contribución de potencia de los modos.

Para iniciar el estudio, se considera un anillo con las siguientes dimensiones: diámetro interno $D_i = 44$ mm ($3 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$), ancho $w = 15$ mm ($1.02 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$) y espesor de la estructura circular $t = 0.035$ mm (ver la Fig. 4.2(a)).

La Fig. 4.2(b) presenta la fase característica de los cinco primeros modos del anillo metálico presentado en la Fig. 4.2(a). Como se puede observar, los modos que resuenan ($\alpha_n = 180^\circ$) en el rango de 19 GHz a 22 GHz son: $J_{0,1}$, $J_{0,1'}$, $J_{0,2}$, $J_{1,0}$ radial, y $J_{1,1}$ radial. La significancia modal MS_n de los modos descritos anteriormente se presenta en la Fig. 4.2(c), donde se observa que los modos mencionados son significativos en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

Como existen varios modos significativos en el rango de 19 GHz a 22 GHz, es necesario analizar la contribución de cada modo a la potencia total radiada, cuando incide una onda plana en la estructura metálica.

Para una iluminación de onda plana con polarización vertical en el anillo metálico, se puede encontrar que los modos $J_{0,1}$ (41.67%) y $J_{1,1}$ radial (58.33%) son los modos que proporcionan la mayor contribución de potencia (ver Fig.4.2(d)).

La distribución de corrientes modales a 20.50 GHz para los modos $J_{0,1}$ y $J_{1,1}$ radial se muestran en la Fig. 4.3(a) y Fig. 4.3(c) respectivamente, donde se observa que las corrientes tienen sentido acimutal para el modo $J_{0,1}$, y sentido radial para el modo $J_{1,1}$ radial. Se destaca que hay singularidades de corrientes en los bordes. Dada la simetría de la estructura, se muestra tan solo uno de los dos modos degenerados.

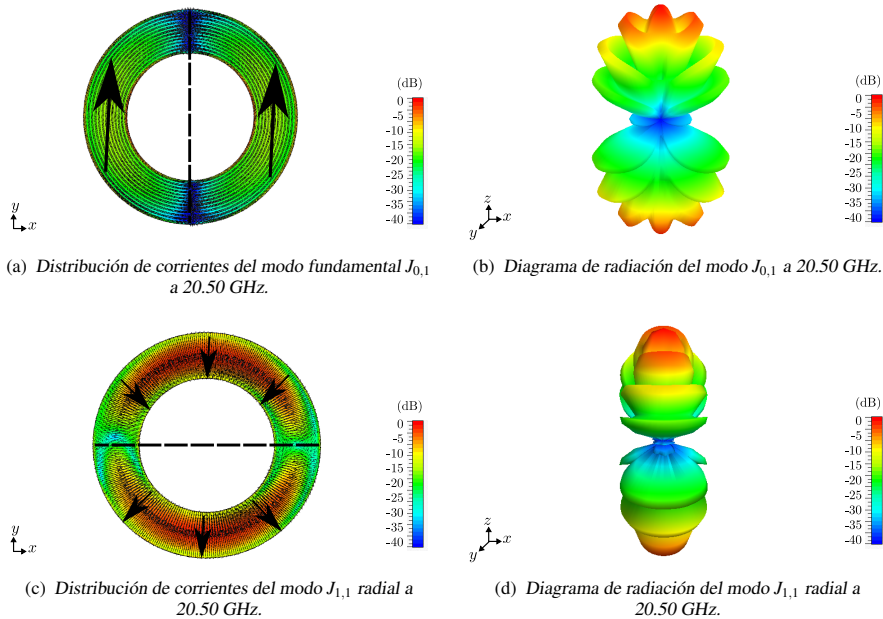


Figura 4.3: Distribución de corrientes y diagrama de radiación de los principales modos que contribuyen más a la potencia radiada, cuando incide una onda plana con polarización vertical en el anillo metálico con diámetro interno $D_i = 44$ mm, ancho $w = 15$ mm y espesor $t = 0.035$ mm.

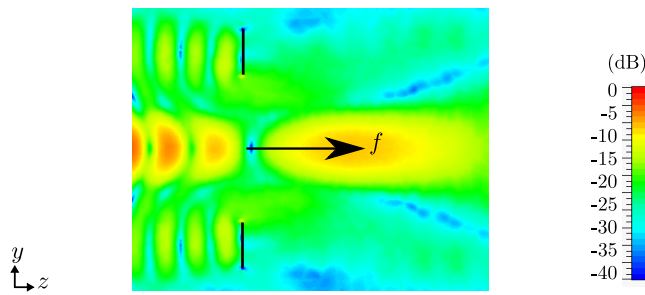


Figura 4.4: Simulación de la incidencia de una onda plana a 20.50 GHz en el anillo metálico propuesto en la Fig.4.2(a).

Por otro lado, los diagramas de radiación del modo $J_{0,1}$ y del modo $J_{1,1}$ radial se presentan en la Fig. 4.3(b) y Fig. 4.3(d), respectivamente, donde se observa que los modos tienen máximos en la dirección broadside. Los resultados muestran que estos dos modos son los que se desean excitar para presentar un máximo en la dirección de propagación.

El siguiente paso consiste en encontrar el punto de alimentación óptimo de la estructura circular propuesta. Este punto corresponde a la distancia que se debe ubicar la antena de alimentación con respecto a la lente, para que la lente pueda transformar la onda esférica que emite el alimentador en un frente de onda plano.

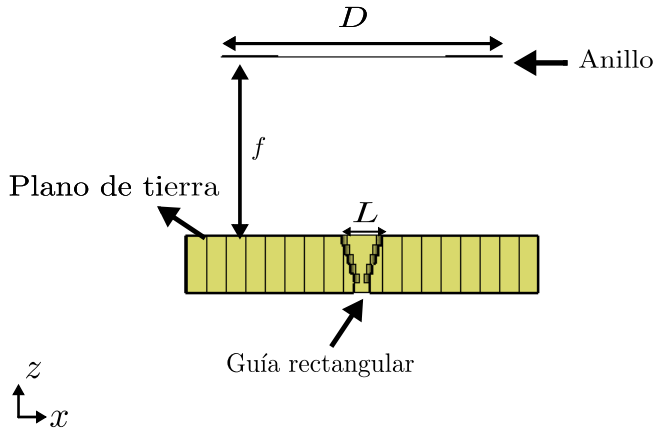


Figura 4.5: Vista lateral de la transición de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada (WR42 – AC) presentada en la Fig. 3.40, con el anillo metálico de diámetro externo $D = 74$ mm ubicado a una distancia $f = 46.99$ mm del alimentador.

4.2.2. Análisis del punto focal

El punto focal se puede calcular por el método de la incidencia de una onda plana en la estructura metálica. Esta técnica se ha explicado en la sección 3.5.1, donde una onda plana se propaga en la dirección z incide en la estructura metálica que se encuentra ubicada en el plano XY . La Fig. 4.4 muestra el campo eléctrico incidente con esta configuración a 20.50 GHz, donde el anillo metálico es modelado con cobre. Se puede observar que el campo eléctrico se enfoca en el otro lado de la estructura metálica.

El análisis de los campos totales, suma del incidente y difractado, muestra claramente un punto focal situado a una distancia $f = 46.99$ mm de la lente. Este es el foco de la lente y es donde el alimentador debe ser colocado. Se obtiene un resultado similar a partir de la información del campo próximo de los modos característicos dominantes.

4.2.3. Determinación del tipo de alimentación principal

El alimentador es una apertura cuadrada (10.668 mm \times 10.668 mm) presentada en la sección 3.7.3.2. Este tamaño garantiza una reducción de campo de -10 dB en el borde del anillo.

La apertura se coloca en un plano de masa (90 mm \times 90 mm) que sólo introduce una pequeña ondulación en el diagrama de radiación de la antena. La antena es alimentada por una guía rectangular WR42, que mediante una transición escalonada conduce a una apertura cuadrada, tal como se observa en la Fig. 4.5. La pequeña bocina está mecanizada en un plano metálico de aluminio, donde el punto focal de la lente está situado en el centro de fase de la apertura.

4.2.4. Resultados de la simulación

Para evaluar el rendimiento de la lente propuesta, se ha simulado el parámetro S_{11} . Como se observa en la Fig. 4.6, la lente se encuentra bien adaptada ($S_{11} < -15$ dB) dentro del intervalo de frecuencias de interés.

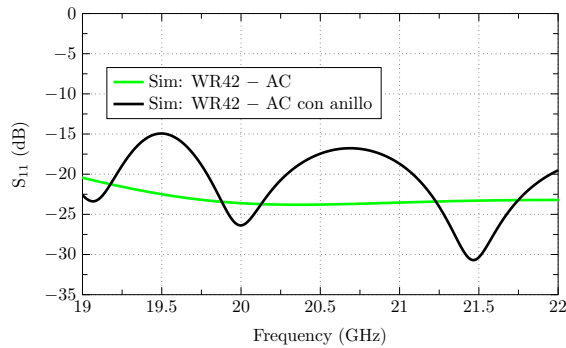
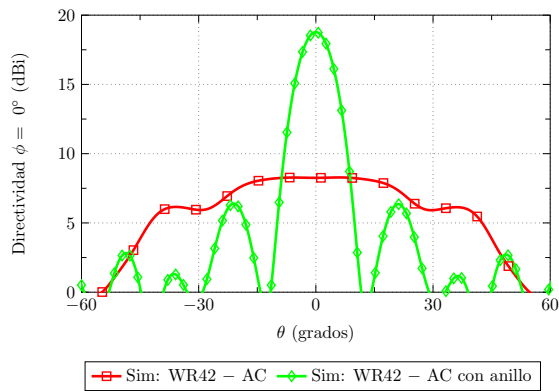
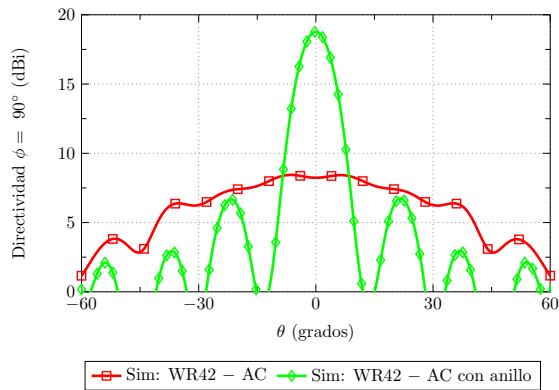


Figura 4.6: Simulación (Sim) del parámetro S_{11} de la transición de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada (WR42 – AC) presentada en la Fig. 3.40 con el anillo metálico, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.



(a) Plano E.



(b) Plano H.

Figura 4.7: Simulación del campo lejano de la guía WR42–AC con el anillo, a 20.50 GHz, en los principales planos.

La Fig. 4.7(a) y la Fig. 4.7(b) muestran los diagramas de radiación en el plano E y plano H, respectivamente, a la frecuencia central de trabajo de 20.50 GHz. Se observa claramente

4.3 Conjunto de dos anillos metálicos de diferente diámetro

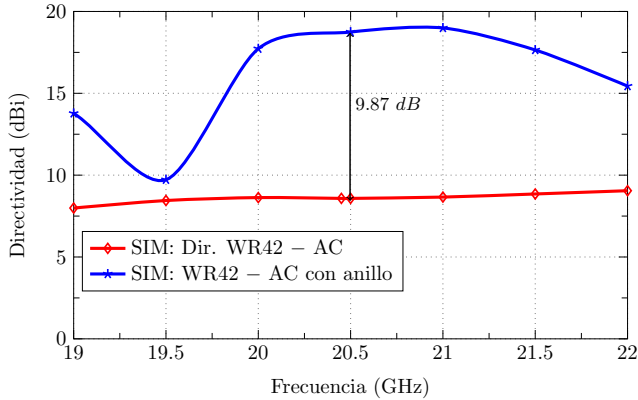


Figura 4.8: Simulación (SIM) de la directividad (Dir.) para la transición WR42–AC con el anillo, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

la mejora en directividad que se obtiene con la lente propuesta, en relación a la apertura de alimentación aislada.

En la Fig. 4.8 se comparan las directividades del alimentador WR42–AC con plano de masa aislado y la estructura completa incluyendo el anillo, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz. Hay una mejora de unos 9.87 dB en un ancho de banda de 1.5 GHz (de 20 GHz a 21.5 GHz). La directividad del alimentador es cercana a 9 dB y la directividad simulada máxima de la antena completa, incluyendo la lente metálica, es de 18.98 dB a 21 GHz. Las limitaciones del ancho de banda vienen dadas por la directividad.

Resumiendo, se ha demostrado la utilidad de la TMC para el diseño de una lente metálica de una capa formada por solo un anillo metálico con dimensiones: ancho de 15 mm, diámetro externo $D = 74$ mm ($5.05 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$) y espesor 0.035 mm. Este procedimiento de diseño permite obtener una antena con un gran ancho de banda y directividad.

4.3. Conjunto de dos anillos metálicos de diferente diámetro

En esta sección, se parte del diseño de una lente de bajo perfil, donde se realiza el análisis mediante la TMC de un conjunto de dos anillos metálicos de diferente diámetro y se muestran los resultados más relevantes de la simulación. Posteriormente, para conseguir una lente con mayor directividad se aumenta el diámetro del conjunto (superior a 2λ), manteniendo una separación entre anillos $h < \lambda/4$.

Como se ha visto en la sección 2.5.1.1, al variar el diámetro interno del anillo PEC se puede conseguir modificar la frecuencia de resonancia de la celda unidad. Ahora corresponde investigar el comportamiento radiante de dos anillos de diferente diámetro separados una cierta distancia en la dirección z .

Considerando el intervalo de frecuencias de 19 GHz a 22 GHz, se pueden utilizar los valores de la Tabla 2.7 para definir el diámetro interno del anillo pequeño y grande.

Partiendo de esta información, se procede a realizar el análisis mediante la TMC, que se muestra en la siguiente subsección.

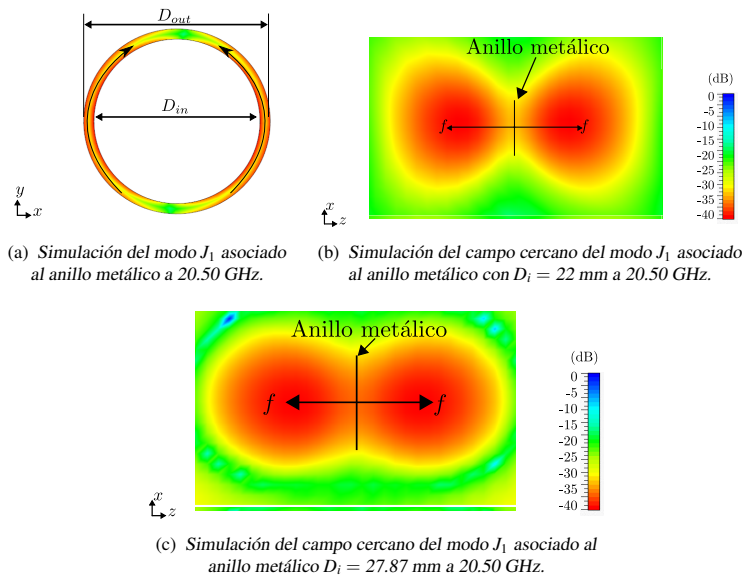


Figura 4.9: Distribución de corrientes y simulación de campo cercano del modo fundamental J_1 del anillo metálico con diámetro interno D_i , ancho $w = 1.37$ mm y espesor $t = 0.035$ mm.

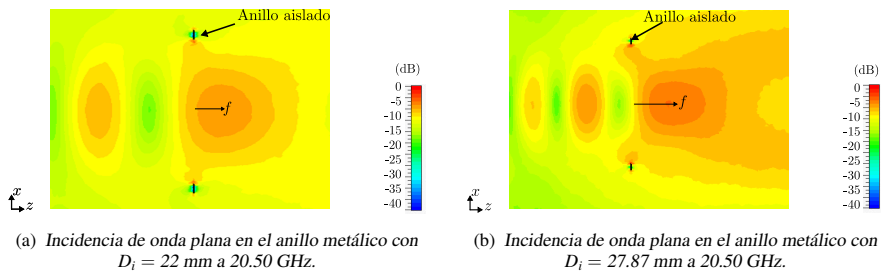


Figura 4.10: Simulación de incidencia de onda plana en un anillo metálico con diámetro interno D_i , ancho $w = 1.37$ mm y espesor $t = 0.035$ mm.

4.3.1. Análisis mediante la TMC

Para iniciar el análisis, se considera un anillo PEC con un espesor de 0.035 mm, con ancho 1.37 mm y un diámetro interior $D_i = 22$ mm para el anillo pequeño y $D_i = 27.87$ mm para el anillo grande. Como se indica en la Fig. 4.9(a), el modo J_1 presenta una distribución de corriente vertical, con un nulo a lo largo del eje y del anillo.

La Fig. 4.9(b) y la Fig. 4.9(c) representan el campo cercano del modo fundamental J_1 asociado al anillo metálico con $D_i = 22$ mm y $D_i = 27.87$ mm, respectivamente. Como se puede observar, para el modo J_1 en la región de campo cercano el campo se encuentra concentrado en dos puntos focales f , ubicados en direcciones opuestas en el eje z .

Se desea realizar la excitación del modo J_1 , para enfocar la energía en una sola dirección cuando la estructura se ilumine con una onda plana.

Para estudiar los efectos de enfoque de los anillos mencionados en recepción, se ilumina cada una de las estructuras circulares con una onda plana a 20.50 GHz.

4.3 Conjunto de dos anillos metálicos de diferente diámetro

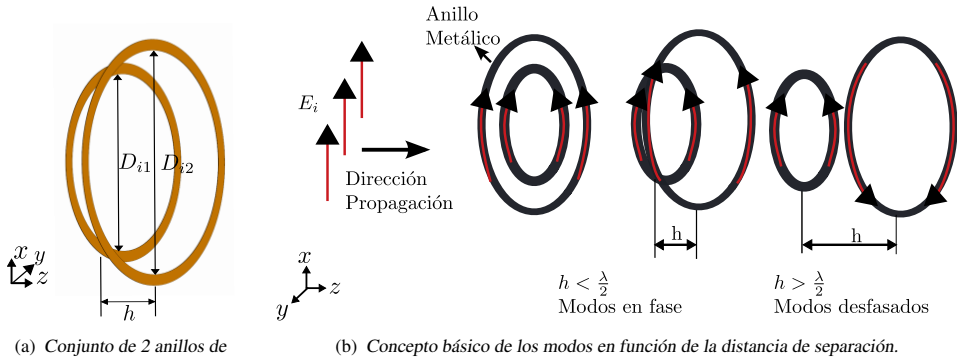


Figura 4.11: Esquema de dos anillos metálicos de diferente diámetro interno distribuidos en dos capas. Los anillos tienen un ancho $w = 1.37$ mm y espesor $t = 0.035$ mm.

La Fig. 4.10(a) y la Fig. 4.10(b) muestran el campo total incidente en el primero ($D_i = 22$ mm) y segundo ($D_i = 27.87$ mm) anillo metálico, respectivamente. Estas figuras muestran que se obtiene una distancia focal diferente para cada caso. Además, la distancia focal del anillo coincide con la distancia focal obtenida en el análisis de campo cercano del modo $J_{1,1}$, porque, en ambos casos, el modo fundamental $J_{1,1}$ es el modo excitado en los anillos PEC por la onda plana incidente.

A continuación, teniendo en cuenta la distancia focal obtenida para el modo $J_{1,1}$ en los dos anillos de diferentes diámetros, se plantea una nueva estructura para aumentar el efecto de enfoque y por lo tanto la ganancia de la lente metálica resultante.

La nueva estructura se muestra en la Fig. 4.11(a), donde el anillo más grande tiene un diámetro interno $D_{i2} = 27.87$ mm y para el segundo anillo el valor del diámetro interno corresponde a $D_{i1} = 22$ mm. Ambos anillos tienen el mismo ancho $w = 1.37$ mm y espesor $t = 0.035$ mm.

La Fig. 4.11(b) indica el desfase de los modos cuando incide un campo eléctrico E_i con polarización vertical en el conjunto de anillos. Como se puede observar, los modos se encuentran en fase cuando la distancia entre los anillos se encuentra en un intervalo $h < \lambda/2$, donde λ es la longitud de onda a la frecuencia de diseño. En este caso, los modos antena $J_{0,1}$ llegan a ser significativos como se demostró en el capítulo 2 al analizar el caso de dos anillos metálicos con diferentes separaciones y coplanares (ver Fig. 2.29). Por otra parte, para $h \geq \lambda/2$ los modos se encuentran fuera de fase, donde los modos línea $J_{1,1}$ llegan a ser significativos (ver Fig. 2.31).

Al incidir una onda plana con polarización vertical en el conjunto de anillos, tal como se indica en la Fig. 4.12, se puede comprobar que los dos puntos focales se superponen en los dos anillos cuando la distancia de separación entre las estructuras se encuentra en el intervalo -3 mm $< h < 5$ mm ($h < 0.5 \lambda_{20.50$ GHz). La referencia $z = 0$ se ubica en anillo más pequeño, por lo tanto la estructura circular más grande se desplaza en la dirección z , considerando desplazamiento negativo cuando el anillo con el diámetro más grande se ubica en el lado izquierdo, y referencia positiva cuando esta estructura se desplaza en el lado derecho. Para $h = 7$ mm ($h \sim 0.5 \lambda_{20.50$ GHz), los puntos focales no se superponen, tal y como se observa en la Fig. 4.12(e).

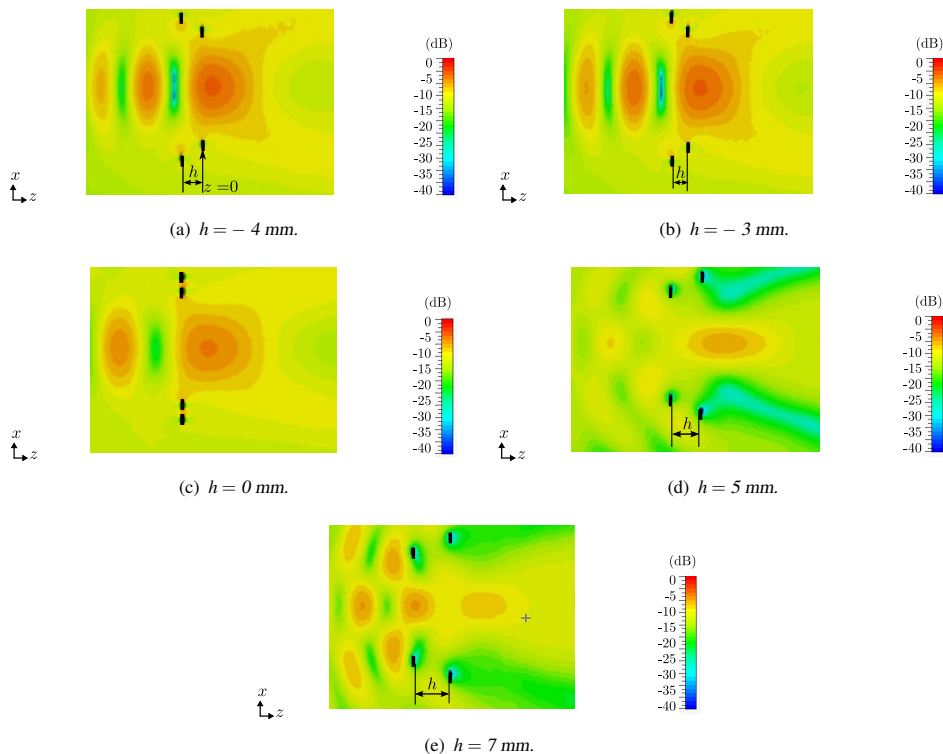


Figura 4.12: Incidencia de una onda plana en un conjunto de anillos con $D_{i1} = 22$ mm y $D_{i2} = 27.87$ mm, al desplazar en la dirección z el anillo con diámetro mayor una distancia h respecto al anillo con diámetro menor, a 20.50 GHz.

Además, si el punto focal del primero y segundo anillo es 2.49 mm y 5.99 mm, respectivamente, el espaciado óptimo es de 3.5 ± 0.5 mm. El valor que se ha calculado por la superposición de los puntos focales de los anillos, se puede validar con la técnica empleada por incidencia de onda plana en el conjunto de anillos, por lo cual el valor que se escoge para este trabajo corresponde a una separación de los anillo $h = 3$ mm (ver Fig. 4.12(b)).

Para demostrar el mecanismo de operación de dos anillos con una separación $h = 3$ mm, se investiga el comportamiento modal del conjunto. Las corrientes modales correspondientes a los seis primeros modos de la estructura a 20.50 GHz se muestran en la Fig. 4.13. Como se puede observar, los modos $J_{0,1}$ (ver Fig. 4.13(a)) y $J_{0,1'}$ (ver Fig. 4.13(b)) son un par de modos antenna degenerados, que representan la corriente modal de los modos dominantes y generan un diagrama de radiación con un máximo en la dirección de propagación (eje z), tal como se indica en las figuras Fig. 4.14(a) y Fig. 4.14(b). El conjunto de modos $J_{0,2}$ y $J_{0,2'}$ (ver Fig. 4.13(c)) y Fig. 4.13(d)) son modos de orden superior, en los cuales los diagramas de radiación exhiben un nulo en la dirección del eje z (ver Fig. 4.14(c) y Fig. 4.14(d)). El modo línea J_{11} es un modo en el cual las corrientes se encuentran en direcciones opuestas (en oposición de fase), tal como se indica en la Fig. 4.13(e). Su diagrama de radiación muestra los máximos en la dirección del eje z (ver Fig. 4.14(e)). El modo $J_{0,0}$ (ver Fig. 4.13(f) y Fig. 4.14(f)) es un modo cuyas corrientes forman un bucle.

4.3 Conjunto de dos anillos metálicos de diferente diámetro

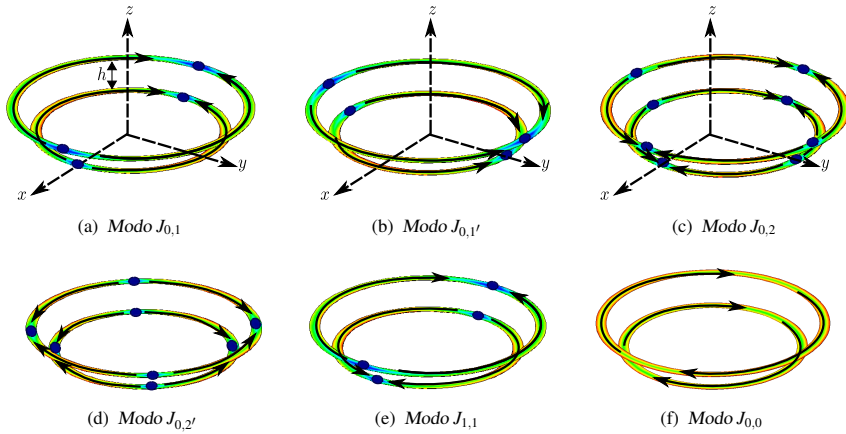


Figura 4.13: Esquema de corrientes modales de los primeros 6 modos del conjunto de dos anillos PEC de diferente diámetro separados una distancia $h = 3$ mm.

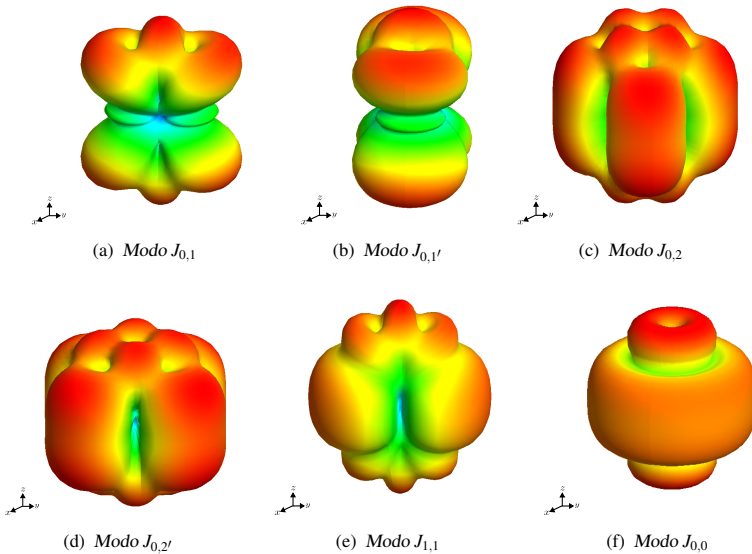


Figura 4.14: Diagrama de radiación modal de los primeros 6 modos del conjunto de dos anillos PEC de diferente diámetro separados una distancia $h = 3$ mm a 20.50 GHz.

Las fases características α_n asociadas a los primeros seis modos de la lente propuesta se muestran en la Fig. 4.15. Se puede observar que la fase del modo J_{01} y su degenerado J_{01}' es aproximadamente 148° a 20 GHz, con una variación menor a 8° entre 19 GHz a 22 GHz, lo que permite un diseño con un gran ancho de banda.

Además, la significancia modal MS_n , representada en la Fig. 4.16, muestra que hay cinco modos que tienen una $MS_n \geq 0.7$ en la banda de interés (19–22 GHz).

Finalmente, en la Fig. 4.17 se dibuja la contribución de potencia de los modos cuando la lente es excitada por una onda plana polarizada verticalmente. Este resultado muestra

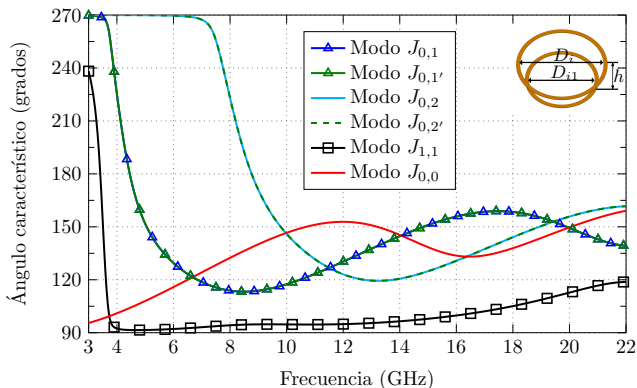


Figura 4.15: Ángulo característico de los primeros 6 modos del conjunto de 2 anillos con distinto diámetro separados una distancia $h = 3$ mm, en el rango 3 – 22 GHz.

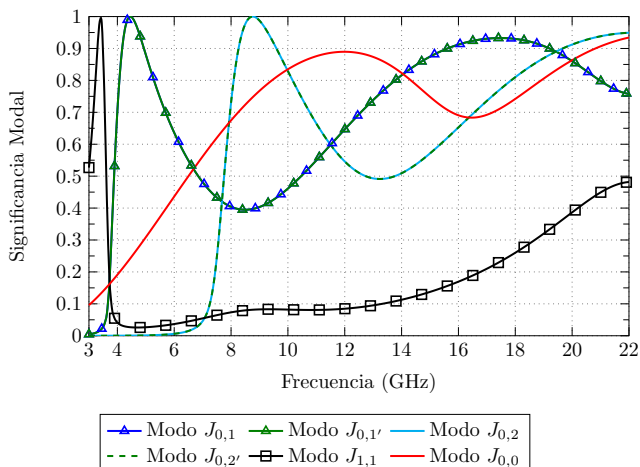


Figura 4.16: Significancia modal de los primeros 6 modos del conjunto de 2 anillos con distinto diámetro, separados una distancia $h = 3$ mm, en el rango 3 – 22 GHz.

claramente que el modo J_{01} es el dominante, con una aportación en potencia del 84%, cuando la polarización de la onda incidente coincide con la polarización del modo.

4.3.2. Estructura de la antena

El sistema completo formado por el alimentador WR42–AC y la lente de dos capas se muestra en la Fig. 4.18(a). Como se puede observar, el elemento principal de la alimentación es una apertura cuadrada de longitud $L = 10.668$ mm colocada a una distancia $f = 2$ mm de la lente de dos capas en el eje z , cuyos anillos tienen una separación $h = 3$ mm.

La distancia focal f se calcula a partir del análisis de la incidencia de una onda plana en el objeto, mostrado en la Fig. 4.12(b). Este punto coincide con la distancia focal en la que se localiza una alta densidad de campo eléctrico. Como puede observarse, la distancia focal se ha reducido ligeramente con respecto a la calculada para el primer anillo con diámetro

4.3 Conjunto de dos anillos metálicos de diferente diámetro

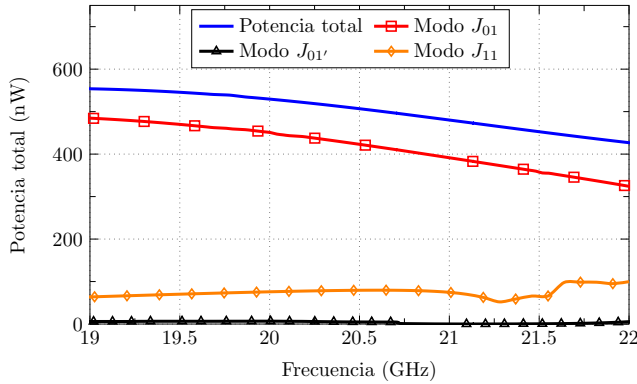
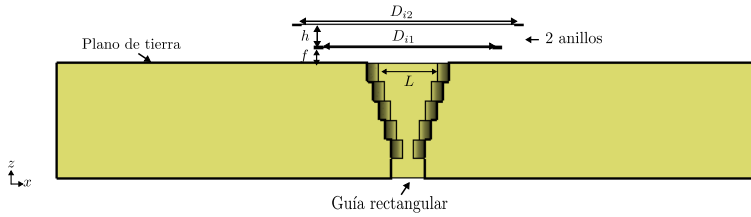
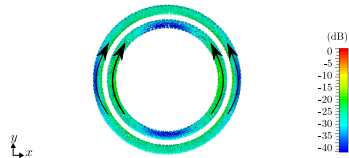


Figura 4.17: Contribución de cada modo a la potencia total radiada, para el conjunto de 2 anillos con distinto diámetro separados una distancia $h = 3$ mm y alimentado con una onda plana polarizada verticalmente, en el intervalo de 19 – 22 GHz.



(a) Vista lateral de 2 anillos de diferente diámetro interno D_{i1} y D_{i2} , separados una distancia h , con WR42–AC.



(b) Simulación de la corriente superficial de la lente propuesta a 20.50 GHz.

Figura 4.18: Esquema de dos anillos metálicos de diferente diámetro interno, ancho $w = 1.37$ mm y espesor $t = 0.035$ mm, con alimentador WR42–AC.

interno $D_{i1} = 22$ mm ($f = 2.49$ mm), debido a los efectos de acoplamiento producidos entre los dos anillos.

Con el análisis mediante la TMC realizado en la sección 4.3.1, la lente ha sido optimizada para maximizar la ganancia y minimizar el nivel de polarización cruzada de la antena dentro de la banda de frecuencias entre 19 GHz y 22 GHz. Las dimensiones optimizadas son: $D_{i1} = 22$ mm, $D_{i2} = 27.87$ mm y $D_{o2} = 30.61$ mm, donde D_{o2} es el diámetro externo del segundo anillo y D_{i1} , D_{i2} son los diámetros internos del primer y del segundo anillo metálico, respectivamente. Los dos anillos tienen el mismo ancho ($w = 1.37$ mm) y grosor de 0.035 mm.

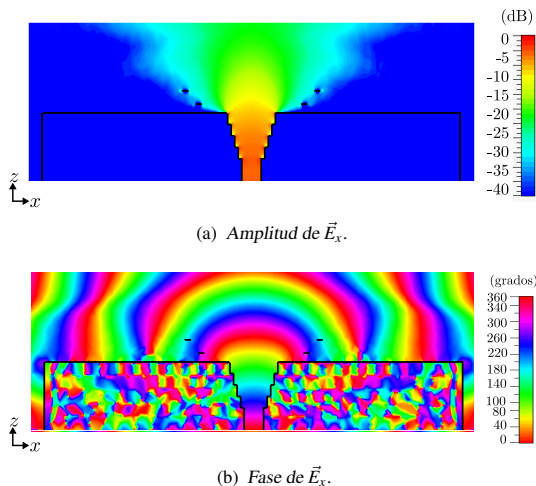


Figura 4.19: Simulación de la componente x del campo eléctrico (\vec{E}_x) en el plano $x-z$ de la lente formada por dos anillos metálicos de diferente diámetro interno con un alimentador WR42-AC, a 20.50 GHz.

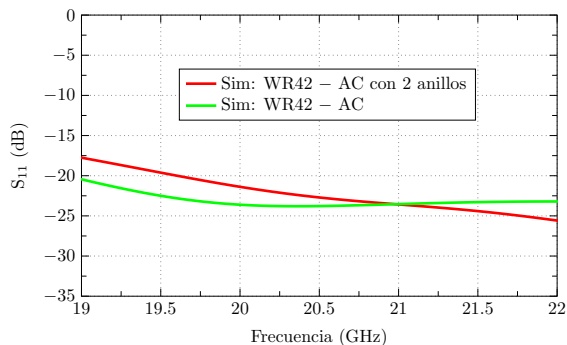


Figura 4.20: Simulación (Sim) del parámetro S_{11} para la antena de alimentación WR42-AC aislada presentada en la Fig. 3.40 y con la lente metálica de dos capas formada por dos anillos de diferente diámetro, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

4.3.3. Resultados

La simulación de la corriente superficial de la lente propuesta a 20.5 GHz se muestra en la Fig. 4.18(b), donde se observa que el modo de corriente dominante es el modo J_{01} , correspondiente a la polarización del alimentador.

La Fig. 4.19 muestra la simulación de la componente x del campo eléctrico (\vec{E}_x) en el plano $x-z$. Como se puede observar, se obtiene una amplitud casi constante del campo eléctrico en la parte superior de la lente.

El parámetro S_{11} simulado para la apertura de alimentación cuadrada WR42-AC aislada y con la lente de dos capas formada por los dos anillos metálicos de diferente diámetro interno se presenta en la Fig. 4.20. Los resultados indican un buen nivel de adaptación de la antena, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz, para ambos casos.

La Fig. 4.21 muestra las componentes copolar y crosspolar del diagrama de radiación en el plano E (ver Fig. 4.21(a)) y plano H (ver Fig. 4.21(b)), a 20.50 GHz. Como se pue-

4.3 Conjunto de dos anillos metálicos de diferente diámetro

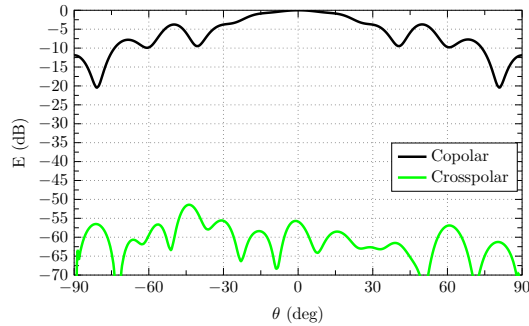
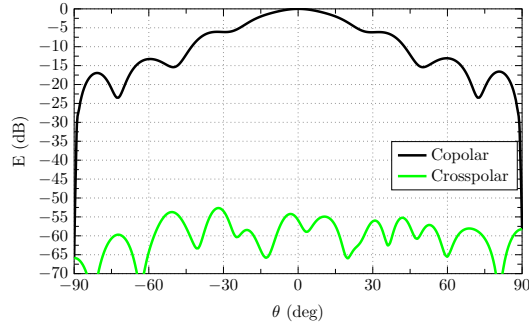


Figura 4.21: Simulación de la componente copolar y crosspolar del diagrama de radiación de la lente propuesta formada por dos anillos metálicos de diferente diámetro a 20.50 GHz.

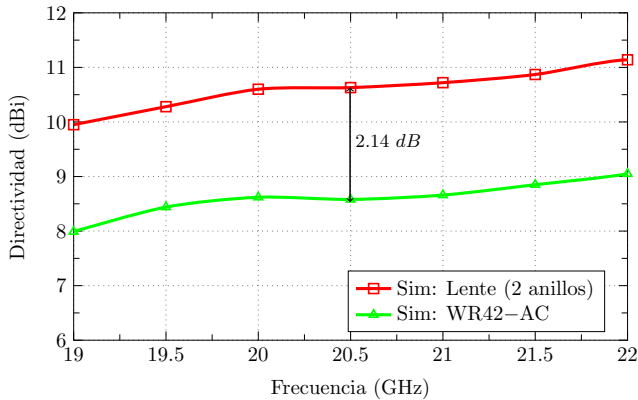


Figura 4.22: Simulación (Sim) de la directividad para la transición WR42-AC aislada y con la lente metálica formada por dos anillos de diferentes dimensiones, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

de observar, la componente cruzada (crosspolar) está 40 dB por debajo de la componente copolar dentro del haz principal.

Finalmente, la comparación de la directividad máxima obtenida para la lente formada por los dos anillos metálicos de diferente diámetro y la apertura de alimentación aislada

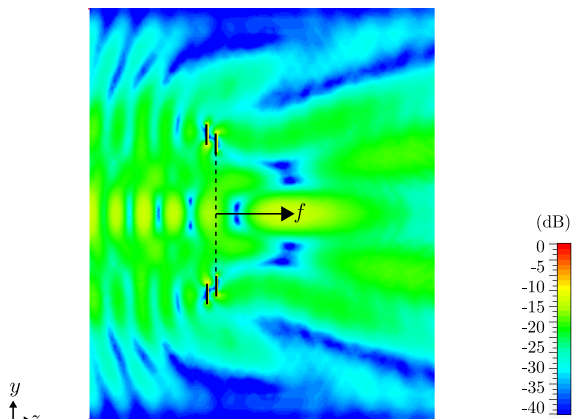


Figura 4.23: Simulación (Sim) de incidencia de onda plana a 20.50 GHz en el conjunto de 2 anillos metálicos con $D_{i1} = 39.60$ mm y $D_{i2} = 45.09$ mm, donde D_{i1} y D_{i2} son los diámetros internos del primero y del segundo anillo metálico, respectivamente.

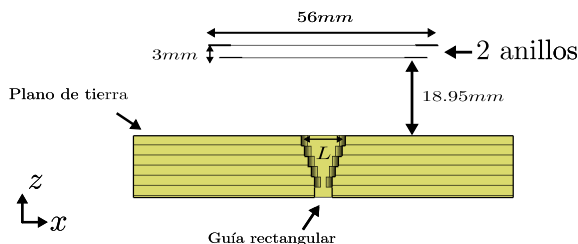


Figura 4.24: Vista lateral del alimentador WR42-AC con la lente formada por el conjunto de 2 anillos metálicos con diámetros internos del primero y del segundo anillo metálico correspondientes a $D_{i1} = 39.60$ mm y $D_{i2} = 45.09$ mm.

se presenta en la Fig. 4.22. Se consigue una directividad máxima de 11.19 dBi a 22 GHz, lo cual corresponde a un incremento de 2.14 dB en relación a la apertura de alimentación aislada.

A modo de resumen, se tiene que al analizar la estructura metálica usando la TMC se han optimizado dos anillos metálicos de diferente diámetro separados una distancia h . La estructura resultante tiene un buen nivel de adaptación y una directividad uniforme, con un gran ancho de banda. El siguiente paso del análisis consiste en incrementar las dimensiones de los anillos para conseguir una mayor directividad, procedimiento que se indica a continuación.

4.3.3.1. Conjunto de anillos con dimensiones más grandes

Al incrementar las dimensiones en el conjunto de anillos metálicos se puede conseguir una directividad mayor que la conseguida en la subsección anterior.

Del análisis mediante la TMC realizado en la sección 4.3.1 sobre el conjunto de los dos anillos con un ancho pequeño ($0.09 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$) y diferente diámetro, se puede concluir que el modo antena J_{01} es el más significativo y contribuye con la mayor potencia radiada cuando una onda plana con polarización vertical incide en la estructura circular.

4.3 Conjunto de dos anillos metálicos de diferente diámetro

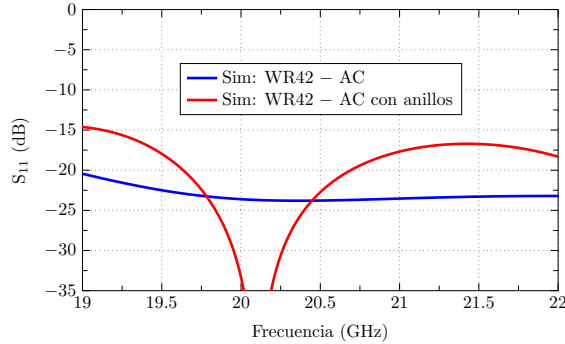


Figura 4.25: Simulación (Sim) del parámetro S_{11} de la antena de alimentación WR42-AC aislada presentada en la Fig. 3.40 junto con la lente metálica de dos capas formada por dos anillos de diferente diámetro más grandes, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

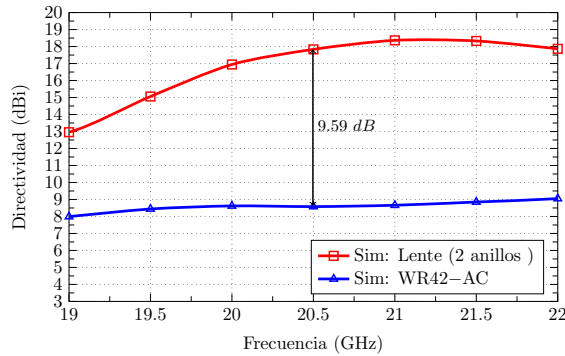


Figura 4.26: Simulación (Sim) de la directividad para la transición WR42-AC con la lente metálica formada por dos anillos de diferentes dimensiones con valores de diámetro interno: $D_{i1} = 39.60$ mm y $D_{i2} = 45.09$ mm, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

Además, se ha demostrado en la sección 2.5.1.3 que cuando el anillo tiene un ancho interno mayor o igual a 5.48 mm ($0.37 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$), para frecuencias comprendidas entre 9.50 GHz y 22 GHz, el modo J_1 es significativo, ya que para este modo $MS_n \geq 0.7$, tal como se indica en la Fig. 2.17 y la Fig. 2.18.

Al combinar estos dos resultados, se puede encontrar una estructura compuesta por dos anillos separados una distancia de 3 mm con un ancho de los anillos igual a 5.48 mm. Las dimensiones de los anillos propuestos son: $D_{i1} = 39.60$ mm ($2.70 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$), $D_{i2} = 45.09$ mm ($3.08 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$), donde D_{i1} y D_{i2} son los diámetros internos del primero y del segundo anillo metálico, respectivamente. El espesor de los anillos se mantiene igual a 0.035 mm.

La distancia focal se calcula a partir de la incidencia de una onda plana polarizada verticalmente en el conjunto de los dos anillos propuestos. El resultado de la simulación a 20.50 GHz se presenta en la Fig. 4.23, donde se observa que el punto focal corresponde a un valor $f = 18.95$ mm ($1.29 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$), llegando a obtenerse una relación $\frac{f}{D} = 0.34$.

Teniendo definido el punto focal, se procede a ubicar la antena de alimentación formada por la transición de guía rectangular a una apertura cuadrada WR42-AC en la distancia f calculada, tal como se indica en la Fig. 4.24.

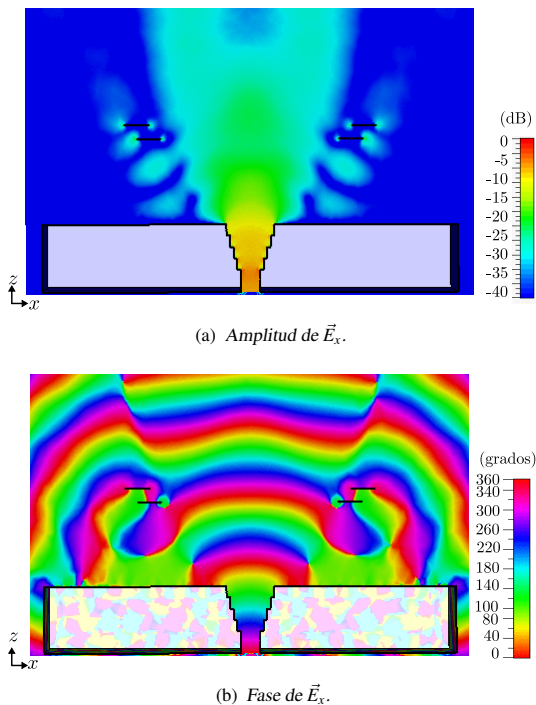


Figura 4.27: Simulación de la componente x del campo eléctrico (\vec{E}_x) en el plano $x - z$ de la lente formada por dos anillos metálicos de diferente diámetro interno $D_{i1} = 39.60$ mm y $D_{i2} = 45.09$ mm, con un alimentador WR42-AC, a 20.50 GHz.

La simulación del parámetro S_{11} para la nueva estructura formada por los dos anillos de diferente diámetro con dimensiones de diámetro interno y ancho más grandes junto con el alimentador aislado se muestra en la Fig. 4.25. Los resultados indican un buen nivel de adaptación en la lente propuesta, ya que sus valores se encuentran por debajo de -15 dB en toda la banda de frecuencias que va desde 19 GHz a 22 GHz.

La Fig. 4.26 presenta la comparación de la directividad máxima simulada de la lente propuesta y la apertura de alimentación aislada. Se puede observar que la directividad máxima conseguida es de 18.36 dB a 21 GHz, el cual corresponde a un incremento de 9.59 dB en relación al alimentador aislado, a partir de 20.50 GHz.

La simulación del campo próximo eléctrico, tanto en módulo como en fase, de la estructura metálica formada por los dos anillos metálicos de diferente diámetro interno ($D_{i1} = 39.60$ mm y $D_{i2} = 45.09$ mm), junto con el alimentador a la frecuencia central de 20.50 GHz, se presenta en la Fig. 4.27. En la gráfica de amplitud del campo E_x se observa la concentración de campo en la parte superior de la lente, mientras que en la gráfica de fase se observa claramente la forma de onda esférica en la apertura cuadrada del alimentador y el efecto de los dos anillos metálicos que convierten la onda esférica en localmente plana.

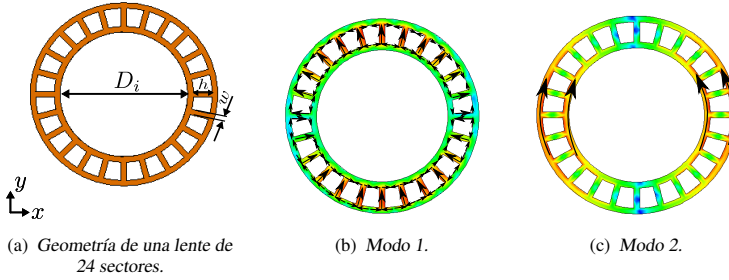
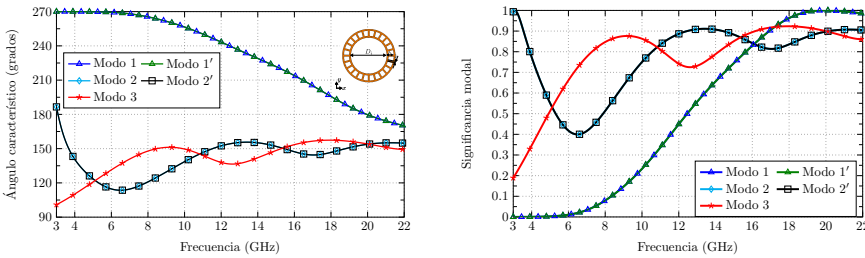
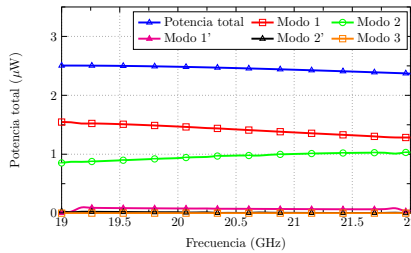


Figura 4.28: Esquema de una lente metálica formada por dos anillos cortocircuitados y distribución de corrientes modales para los dos modos más significativos de la estructura.



(a) Ángulo característico de una lente de 24 sectores. (b) Significancia modal.



(c) Contribución de cada modo a la potencia total radiada para la lente metálica de 24 sectores.

Figura 4.29: Principales parámetros modales de la lente metálica formada por dos anillos cortocircuitados, en el intervalo de 3 GHz a 22 GHz.

4.4. Anillos cortocircuitados

En esta sección, se utiliza la TMC para evaluar el comportamiento de las corrientes en la estructura metálica de una sola capa formada por dos anillos metálicos cortocircuitados y alimentados por una apertura cuadrada con plano de masa. Además, se muestran los resultados más relevantes obtenidos al combinar esta estructura con los anillos metálicos analizados en la sección anterior.

4.4.1. Análisis mediante la TMC

Consideremos el estudio realizado mediante la TMC en la sección 2.5.2.1 para la estructura formada por dos anillos metálicos coplanares cortocircuitados. La mejor estructura encontrada en el estudio consiste en dos anillos cortocircuitados, cuyos sectores no sean más grandes que una longitud de onda a la frecuencia de diseño, distribuidos en 24 sectores, como se indica en la Fig. 4.28(a) para operar en la banda de 19 GHz a 22 GHz.

Considerando los valores obtenidos en el análisis mediante la TMC realizado en la sección 2.5.2.1, los valores óptimos para la estructura metálica, con el objetivo que resuene a la frecuencia central de 20.50 GHz, son: $D_i = 27.87$ mm, separación de los anillos coplanares $h = 4.04$ mm, ancho de cada anillo con los postes que cortocircuitan los anillos $w = 1.37$ mm (lo cual significa un diámetro externo de 41.43 mm), y espesor de 0.35 mm.

Se ha determinado mediante el estudio de esta estructura realizado en el capítulo 2 (sección 2.5.2.1) que los modos más significativos en la estructura metálica son: El Modo 1 junto con su degenerado Modo 1', el par de modos Modo 2 – Modo 2' y el Modo 3. El Modo 1 presenta una distribución de corrientes muy intensa en las tiras de cortocircuito entre los anillos interior y exterior (ver Fig. 4.28(b)), mientras que el Modo 2 presenta una distribución de corriente vertical en los dos anillos metálicos (ver Fig. 4.28(c)). Además, se tiene el modo bucle, llamado Modo 3, que presenta un comportamiento inductivo en la banda de interés y es significativo a partir de 6.25 GHz.

La Fig. 4.29(a) presenta la fase característica asociada a los 5 primeros modos de la estructura propuesta, donde se verifica que el Modo 1 resuena a 20.50 GHz, mientras que en la Fig. 4.29(b) se comprueba que estos modos tienen una $MS_n > 0.75$ a partir de 15 GHz.

La contribución de cada modo a la potencia total radiada para la lente metálica de 24 sectores propuesta con $D_i = 27.87$ mm y $h = 4.04$ mm, cuando incide una onda plana con polarización vertical en la estructura, se muestra en la Fig. 4.29(c). Como puede verse, a la frecuencia central, prácticamente un 60% del Modo 1 y un 40% del Modo 2 generan la potencia total radiada.

El siguiente paso consiste en encontrar el punto de alimentación óptimo de la estructura metálica propuesta. Este punto corresponde a la distancia entre la lente y la apertura de alimentación que genera un campo radiado con un frente plano en la parte superior de la estructura. Este procedimiento se indica a continuación.

4.4.2. Análisis de onda plana (Punto focal)

En este estudio, se usa el método de incidencia de onda plana descrito en la sección 3.5.1, donde se considera un campo eléctrico incidente producido por una onda plana que se propaga en la dirección z e incide sobre la lente localizada en el plano $x-y$.

La Fig. 4.30(a) muestra el campo eléctrico con esta configuración a 20.50 GHz, donde se observa claramente que el campo se enfoca al otro lado de la estructura metálica.

El cálculo del punto focal en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz por incidencia de la onda plana se muestra en la Fig. 4.30(b), donde se puede observar que la distancia focal mínima corresponde a un valor de $f = 9.54$ mm. Esta es la distancia a la que se debe ubicar la antena de alimentación.

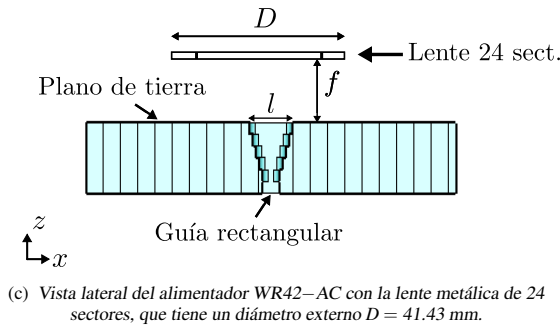
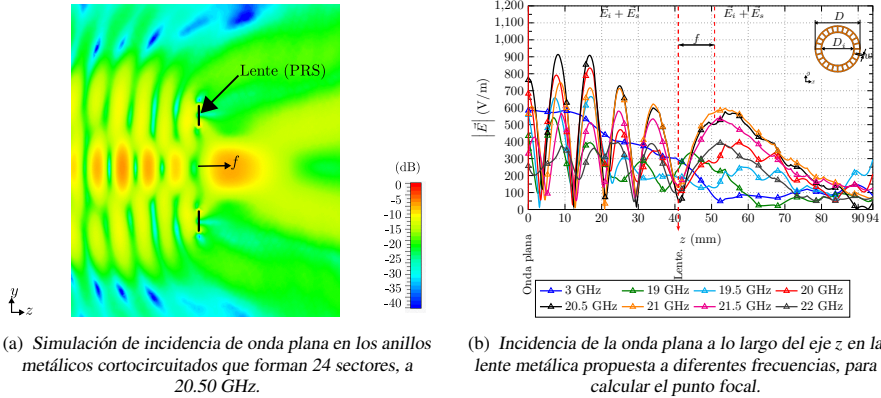


Figura 4.30: Simulación de la incidencia de onda plana en una estructura metálica formada por dos anillos coplanares cortocircuitados, que forman 24 sectores, y vista lateral de la lente.

4.4.3. Estructura de la lente

El esquema de la lente metálica con 24 sectores y diámetro externo $D = 41.43$ mm junto con el alimentador se muestra en la Fig. 4.30(c). Como se observa, la apertura cuadrada (10.67 mm \times 10.67 mm) es alimentada por una transición cónica de longitud $l = 10.67$ mm, para permitir la alimentación de la estructura por medio de una guía rectangular estándar WR42.

Para validar el comportamiento radiante de la antena propuesta y obtener resultados más realistas en la simulación, el alimentador WR42-AC ha sido modelado en aluminio y la lente de una sola capa con cobre.

El concepto básico de la lente se presenta en la Fig. 4.31. Un resonador Fabry-Perot se forma colocando los anillos cortocircuitados (PRS) a una distancia $f = 9.54$ mm, en relación al alimentador WR42-AC con plano de tierra, creando una cavidad llena de aire entre el PRS y el plano de tierra.

4.4.4. Resultados de la simulación

Para validar el comportamiento de la lente metálica de una sola capa propuesta, se simula el parámetro S_{11} . La Fig. 4.32 compara los valores obtenidos en la simulación del alimentador aislado y de la antena de alimentación con la lente metálica propuesta. Como

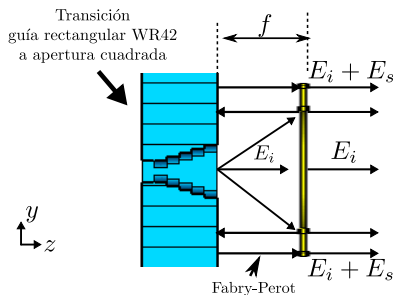


Figura 4.31: Configuración conceptual de la lente propuesta.

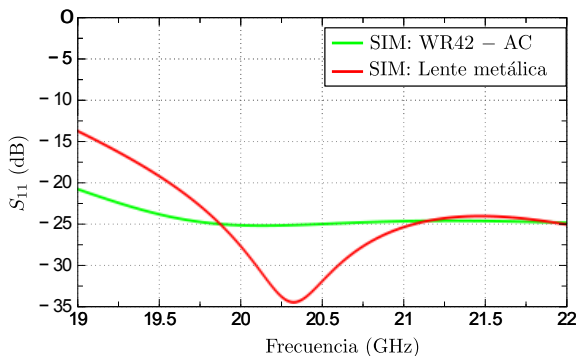


Figura 4.32: Simulación (SIM) del parámetro S_{11} para la transición de guía rectangular a apertura cuadrada WR42-AC aislada y con la lente formada por anillos metálicos concéntricos cortocircuitados, de 19 GHz a 22 GHz.

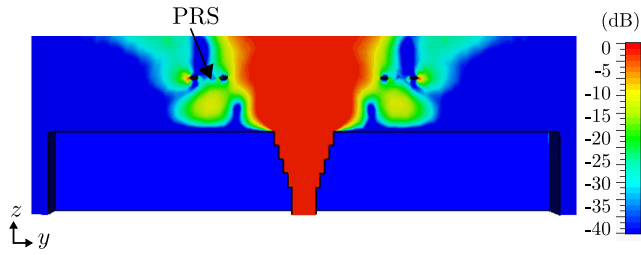
se puede observar, se obtiene una muy buena adaptación ($S_{11} < -14$ dB) entre 19 GHz y 22 GHz.

La Fig. 4.33(a) muestra la amplitud del campo eléctrico E_y en el plano $y-z$ para la lente propuesta, cuando la estructura metálica se ilumina con el alimentador primario WR42-AC, que tiene un plano de tierra. Como se puede observar, la energía está distribuida uniformemente entre la PRS y el plano de tierra. Además, se observa que la magnitud del campo eléctrico se concentra en el centro y decae en los bordes de la cavidad, lo que conduce a un incremento de la ganancia de la antena y mayor enfoque de la lente.

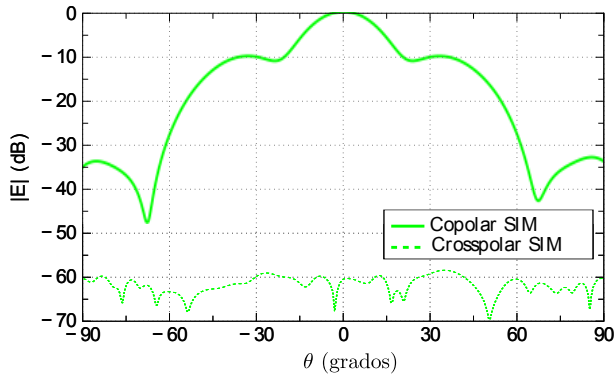
La simulación de la componente copolar y de polarización cruzada (crosspolar) del campo radiado a 20.5 GHz se muestra en la Fig. 4.33(b). Se observa en la simulación un buen nivel de polarización cruzada, ya que se encuentra por debajo de -58 dB.

La distribución de corriente superficial en la lente, cuando la antena se alimenta a través de un alimentador primario formado por una transición WR42-AC con plano de tierra, a la frecuencia central de 20.5 GHz, se representa en la Fig. 4.33(c). Se observa que la distribución de corrientes en la lente propuesta proviene de combinar las corrientes modales del Modo 1 y Modo 2, de acuerdo a la contribución de potencia de cada modo indicada en la Fig. 4.29(c).

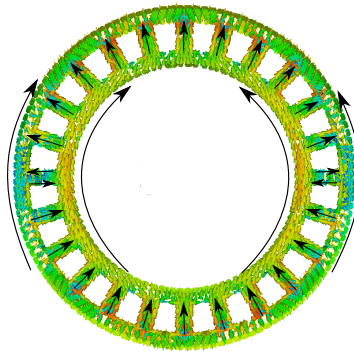
Se concluye que la combinación de estos modos dominantes (Modo 1 y Modo 2) dan como resultado la radiación de banda ancha de la lente. Además, la distribución de corriente obtenida es análoga a la distribución de corriente superficial de la lente metálica propues-



(a) Campo eléctrico E_y en el plano $y-z$.



(b) Componente copolar y crosspolar del diagrama de radiación en el plano E.



(c) Corriente superficial en la lente propuesta, cuando la antena se alimenta a través de WR42-AC con plano de tierra.

Figura 4.33: Distribución de campo eléctrico, y corrientes superficiales de la lente metálica propuesta a 20.50 GHz.

ta, cuando la antena es iluminada por una apertura cuadrada con una distribución de fase esférica.

La directividad máxima obtenida para la lente propuesta es de 14.60 dBi a 20.50 GHz, con un ancho de banda $BW = 14.63\%$, lo que corresponde a un incremento de 6.01 dB con respecto a la apertura de alimentación aislada, tal como se muestra en la Fig. 4.34.

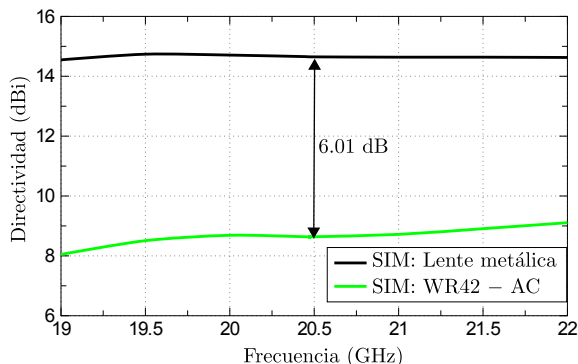


Figura 4.34: Simulación (SIM) de la directividad máxima obtenida para la lente metálica propuesta formada por dos anillos metálicos coplanares cortocircuitados, junto con el alimentador primario formado por una transición WR42-AC con plano de tierra, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

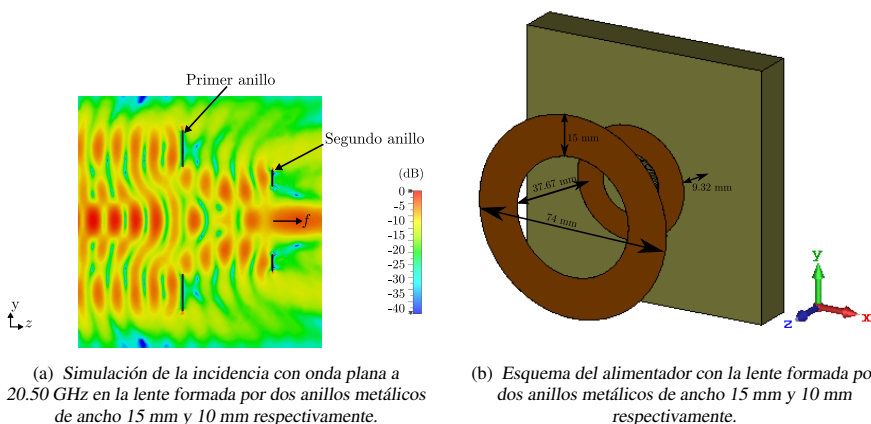


Figura 4.35: Modelo de una lente metálica de dos capas formada por dos anillos y alimentada por una apertura cuadrada con plano de tierra.

4.5. Diseño de una lente metálica de dos capas

En la sección anterior, se ha obtenido una lente de bajo perfil definida por 2 anillos concéntricos cortocircuitados trabajando como una PRS, donde se puede conseguir una directividad constante de 14.60 dBi en el intervalo comprendido entre 19 GHz y 22 GHz.

Ahora, con el objetivo de aumentar la directividad de la antena, se va a analizar la estructura formada por la combinación de la PRS analizada en la sección 4.4, junto con el anillo metálico analizado en la sección 4.2. Los resultados obtenidos de la simulación realizada se compararán, en términos de adaptación y directividad, con otra lente formada por la unión de dos anillos metálicos separados una cierta distancia en la dirección z .

Como punto de partida del estudio, se considera el anillo metálico de cobre con diámetro interno $D_i = 44$ mm ($3\lambda_{20.50\text{ GHz}}$), ancho $w = 15$ mm ($1.02\lambda_{20.50\text{ GHz}}$) y espesor $t = 0.035$ mm, analizado en la sección 4.2 (ver Fig. 4.3(a)). La estructura circular mencionada tiene una distancia focal de 46.99 mm (ver Fig. 4.4). Además, se considera un segundo anillo con dimensiones de diámetro interno $D_i = 22$ mm, ancho $h = 10$ mm y espesor $t = 0.035$ mm,

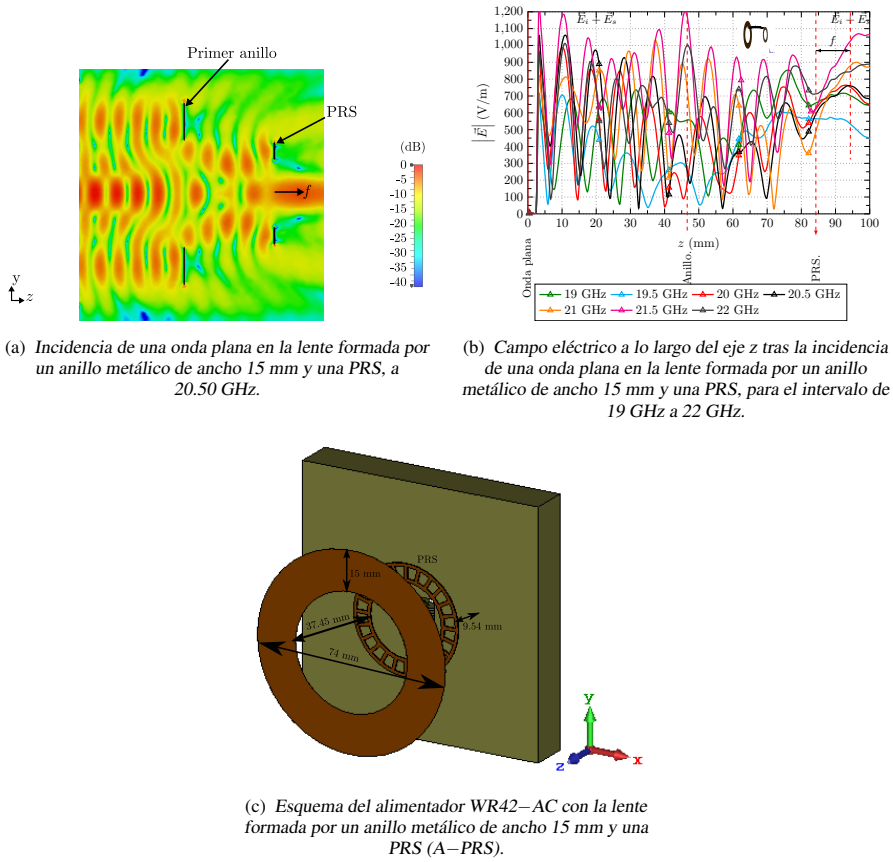


Figura 4.36: Modelo de una lente metálica de dos capas formada por un anillo metálico y una PRS alimentada por una apertura cuadrada con plano de tierra.

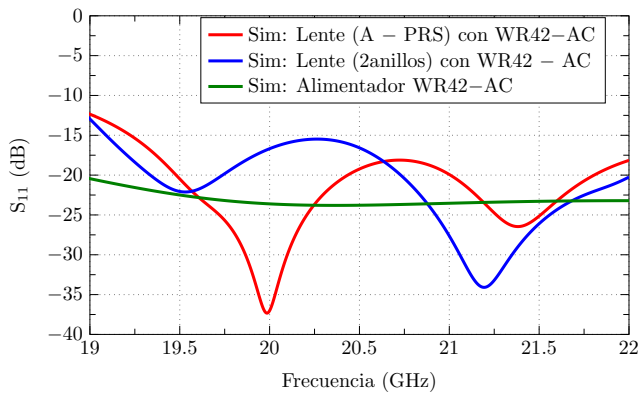


Figura 4.37: Simulación (Sim) del parámetro S_{11} de la lente metálica formada por 2 anillos, de la lente A-PRS y del alimentador aislado, para el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

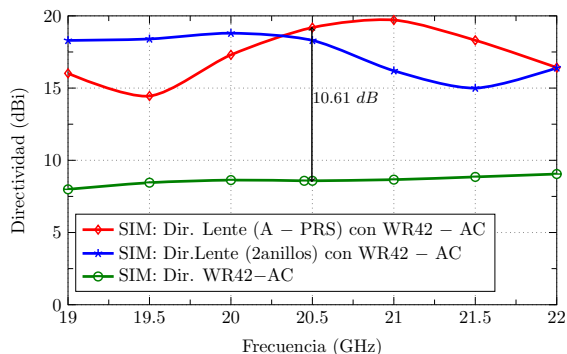


Figura 4.38: Comparación de la simulación (Sim) de la directividad máxima obtenida para la lente metálica propuesta formada dos anillos metálicos, la lente formada por un anillo de ancho 15 mm y una PRS (A-PRS) y el alimentador primario formado por WR42-AC con plano de tierra, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

estudiado en la sección 3.7.2, donde se determinó que la distancia focal del anillo era de 9.32 mm (ver Fig. 3.13(d)). Al superponer los dos puntos focales de los anillos mencionados se obtiene una separación óptima de 37.67 mm entre las dos estructuras circulares. La Fig. 4.35(a) muestra la simulación de la incidencia con onda plana con polarización vertical a 20.50 GHz del conjunto de anillos, donde se puede observar una mayor concentración de campo eléctrico a una distancia $f = 9.32$ mm. Por tanto, la lente se ubica a 9.32 mm con respecto de la antena de alimentación (antena propuesta en la sección 3.7.3.2) formada por una apertura cuadrada con plano de tierra (WR42-AC). El esquema de la lente metálica de dos capas propuesta se muestra en la Fig. 4.35(a).

Un procedimiento similar se realiza en el anillo con diámetro interno $D_i = 44$ mm ($3\lambda_{20.50\text{ GHz}}$), ancho $w = 15$ mm y espesor $t = 0.035$ mm, junto con la PRS analizada en la sección 4.4. Al realizar la superposición de los dos puntos focales del anillo (46.99 mm) con la PRS (9.54 mm), se obtiene una separación de los dos estructuras circulares correspondiente a 37.45 mm.

Al incidir una onda plana con polarización vertical a 20.50 GHz en el conjunto de anillos (anillo con ancho de 15 mm junto con una PRS (A-PRS)) se observa una distancia focal de 9.54 mm, tal como se indica en la Fig. 4.36(a). Adicionalmente, se puede realizar el mismo análisis de incidencia de onda plana en la estructura metálica de cobre propuesta, para un intervalo de frecuencias comprendidas desde 19 GHz a 22 GHz, tal como se indica en la Fig. 4.36(b). Para la distancia focal calculada ($f = 9.54$ mm), a partir de 20 GHz se puede observar que el campo eléctrico tiene valores superiores a 750 V/m, mientras que para el rango de 19 GHz a 20 GHz la amplitud del campo eléctrico disminuye. El esquema de la antena propuesta (A-PRS) se muestra en la Fig. 4.36(c).

La Fig. 4.37 compara los valores simulados del parámetro S_{11} de la lente formada por dos anillos, con la antena A-PRS y con el alimentador aislado. Como se puede ver, se tiene una buena adaptación en todas las estructuras, consiguiendo valores por debajo de -12 dB ($S_{11} < -12$ dB), desde 19 GHz a 22 GHz.

La directividad máxima conseguida con la lente de dos anillos es de 18.8 dBi a 20 GHz, mientras que la directividad simulada máxima alcanzada en la lente constituida por la estructura A-PRS es de 19.70 dBi a 21 GHz, lo que corresponde a un incremento de 10.61 dB

4.6 Anillo central rodeado de 8 anillos metálicos

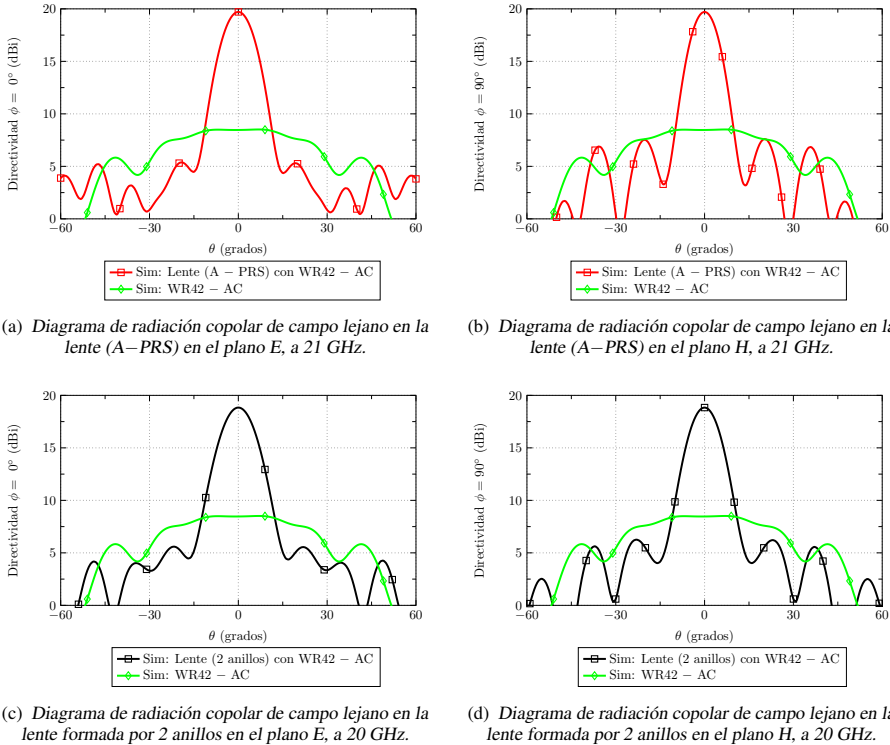


Figura 4.39: Simulación del diagrama de radiación de campo lejano para la lente A-PRS y la antena con dos anillos, en los diferentes planos.

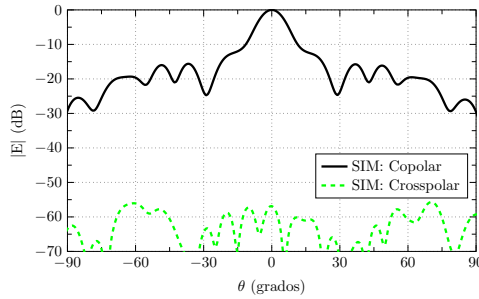
en el rango de 20.5 GHz a 21.5 GHz, en relación a la apertura de alimentación aislada (WR42-AC), tal como se indica en la Fig. 4.38.

La Fig. 4.39 presenta los cortes del diagrama de radiación de campo lejano de la lente A-PRS a 21 GHz y de la lente formada por dos anillos de diferente ancho a 20 GHz, en relación a la apertura de alimentación aislada (WR42-AC). Como se puede observar, en la lente A-PRS se tiene un nivel de lóbulo principal a secundario (*Side Lobe Level, SLL*) de -14.30 dB en el plano E (ver Fig. 4.39(a)) y un $SLL = -12.10$ dB en el plano H (ver Fig. 4.39(b)). Para la lente con dos anillos de diferente diámetro y ancho, a 20 GHz se observa en la Fig. 4.39(c) un $SLL = -13.20$ dB en el plano E y en el plano H se tiene un $SLL = -12.60$ dB (ver Fig. 4.39(d)).

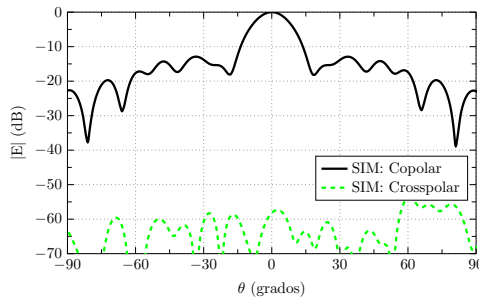
Los niveles de campo eléctrico simulados para las componentes copolar y crosspolar del diagrama de radiación en el plano E de las lentes propuestas se presentan en la Fig. 4.40. En ambas estructuras se observa un buen nivel de polarización cruzada.

4.6. Anillo central rodeado de 8 anillos metálicos

El objetivo de esta antena es obtener una alta ganancia sobre un ancho de banda amplio, manteniendo un tamaño compacto. A fin de obtener una visión física del comportamiento radiante de la antena, se realiza el análisis mediante la TMC del anillo metálico elemental



(a) Lente A-PRS en el plano E a 21 GHz.



(b) Lente de 2 anillos en el plano E a 20 GHz.

Figura 4.40: Simulación de la componente copolar y crosspolar del diagrama de radiación de campo lejano para la lente A-PRS a 21 GHz y la antena con dos anillos a 20 GHz.

y del conjunto. Seguidamente se realiza el estudio de la distancia focal, para finalmente presentar los resultados simulados de adaptación y directividad de la lente propuesta.

Como se ha visto en la sección 2.5.1.1, al variar el diámetro interno del anillo PEC, se puede conseguir modificar la frecuencia de resonancia de la celda unidad. Ahora, corresponde investigar el comportamiento modal cuando se tiene ocho anillos metálicos (el diámetro interno de cada anillo tiene un valor D_i) ubicados en un círculo de radio R , alrededor de un anillo central más grande con un diámetro interno D_c , como se indica en la Fig. 4.41.

Dependiendo del intervalo de frecuencias que se desea analizar, se pueden utilizar los valores de la tabla 2.7 para definir el diámetro interno de los anillos pequeños y del anillo central. Por lo tanto, al utilizar las dimensiones del conjunto de anillos en función de la longitud de onda λ (ver Fig. 4.41), se puede considerar para el anillo central un valor $D_c = 1.05 \lambda$ y para los anillos pequeños un diámetro interno $D_i = 0.36 \lambda$, ubicados en una circunferencia de radio $R = 0.91 \lambda$.

Para la configuración propuesta se puede considerar los siguientes casos:

- Para el intervalo de frecuencias [10 GHz – 14 GHz], las dimensiones del conjunto son: Anillo central con $D_c = 31.35$ mm y ocho anillos pequeños de diámetro interno $D_i = 9.65$ mm ($0.32 \lambda_{10 \text{ GHz}}$), ubicados en una circunferencia de radio $R = 27.30$ mm. Los anillos metálicos tienen un ancho $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.35$ mm.
- Al considerar el rango [3.6 GHz – 7 GHz], los nuevos valores de la estructura son: Anillo central con $D_c = 87.17$ mm ($1.05 \lambda_{3.625 \text{ GHz}}$) y ocho anillos pequeños

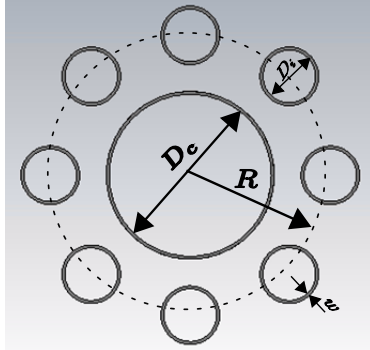


Figura 4.41: Esquema de un conjunto de 9 anillos formado por un anillo central de diámetro $D_c = 1.05 \lambda$, ancho $w = 1.27$ mm, espesor $t = 0.35$ mm, con 8 anillos de diámetro interno $D_i = 0.36 \lambda$, ubicados en una circunferencia de radio $R = 0.91 \lambda$, donde λ es la longitud de onda a la frecuencia de diseño.

de diámetro interno $D_i = 30$ mm ($0.36 \lambda_{3.625 \text{ GHz}}$), ubicados en una circunferencia de radio $R = 75.32$ mm ($0.91 \lambda_{3.625 \text{ GHz}}$). Los anillos metálicos tienen un ancho $w = 1.63$ mm y espesor $t = 0.35$ mm.

A continuación se realizará el análisis mediante la TMC del elemento básico (anillo metálico) y del conjunto para obtener una visión física del comportamiento radiante de la antena. Posteriormente se revisará el diseño de la apertura circular y se mostrarán los resultados obtenidos para la antena propuesta.

4.6.1. Estudio mediante la TMC

El análisis de la distribución de corrientes mediante la TMC puede aplicarse a los anillos de la Fig. 4.41. Para iniciar el estudio, se considera el elemento básico del conjunto (anillo con diámetro interno $D_i = 9.65$ mm) para trabajar en la banda de 10 GHz a 14 GHz. La distribución de corrientes modales del anillo metálico para diferentes ángulos de incidencia de onda plana se presenta en la Fig. 4.42.

Cuando una onda plana incide frontalmente en un anillo metálico, el modo que se excita en la estructura es el modo J_1 , tal como se indica en la Fig. 4.42(a). Para una incidencia lateral, tal como se presenta en la Fig. 4.42(b), el modo que se excita en el anillo corresponde al modo J_0 . Sin embargo, para una incidencia oblicua como se puede ver en la Fig. 4.42(c), se tiene una combinación del modo J_1 con una pequeña aportación del modo J_0 .

El siguiente paso del estudio consiste en analizar mediante la TMC el conjunto completo de anillos. Cuando los anillos están agrupados, aparece una nueva distribución de modos. Por tanto, se ha determinado una nueva nomenclatura para la distribución de las corrientes modales. La nueva definición de modos se determina de la siguiente manera:

- Modo A: Se considera cuando todos los anillos tienen como predominante el modo J_1 de la celda unidad (ver Fig. 4.43(a)).
- Modo A': Se considera cuando todos los anillos tienen como predominante el modo J'_1 de la celda unidad (ver Fig. 4.43(b)).

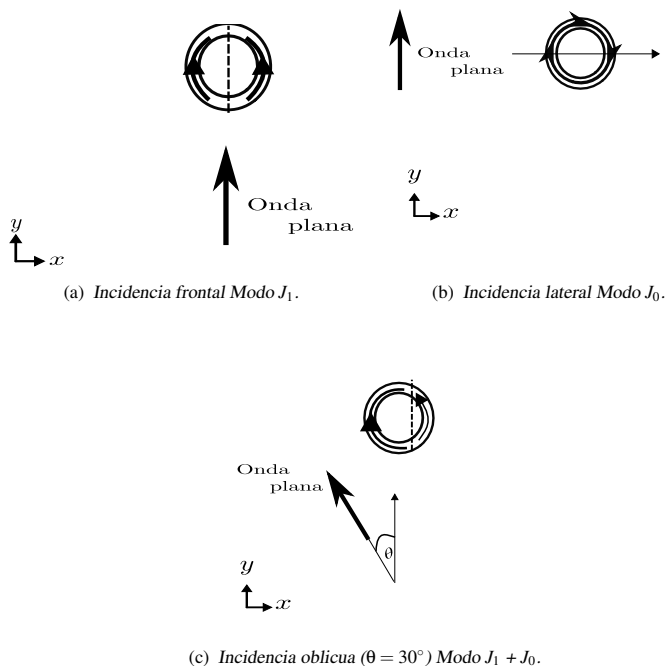


Figura 4.42: Esquema de corrientes para el anillo metálico pequeño presentado en la Fig. 4.41, cuando se tiene incidencia de onda plana en diferentes ángulos.

- **Modo B:** En este modo, las corrientes del anillo central y los dos anillos pequeños que se ubican al lado izquierdo y derecho del anillo central tienen una distribución de corrientes vertical (modo J_1 de la celda unidad). Mientras que en los tres anillos pequeños ubicados en la parte superior respecto al anillo más grande, la dirección de la corriente apunta hacia el centro de la estructura, y en los tres anillos inferiores la corriente sale hacia fuera de la estructura (ver Fig. 4.43(c)).
- **Modo B':** Representa al degenerado del modo B (ver Fig. 4.43(d)).
- **Modo C:** En el anillo central se tiene el modo bucle del anillo (Modo J_0) y en los anillos de alrededor se tiene una combinación del modo J_0 en contrafase con el modo bucle del anillo central, con una pequeña contribución del modo J_1 (ver Fig. 4.43(e)).

La fase característica de los cinco primeros modos del conjunto de anillos se muestra en la Fig. 4.45(a). Como se observa, en el conjunto de modos Modo A–Modo A', la fase se aproxima a 180° en 10.60 GHz, y la variación es menor que 15° para frecuencias comprendidas entre 10 GHz y 11.5 GHz. Además, el conjunto Modo B–Modo B' resuena ($\alpha_n = 180^\circ$) a 10 GHz, con una variación menor que 30° para frecuencias comprendidas entre 10 GHz y 11.5 GHz. Por otro lado, el Modo C presenta un comportamiento inductivo para el intervalo de frecuencias comprendido entre 9 GHz y 14 GHz. El siguiente paso consiste en analizar la significancia modal (MS_n) de los modos mencionados.

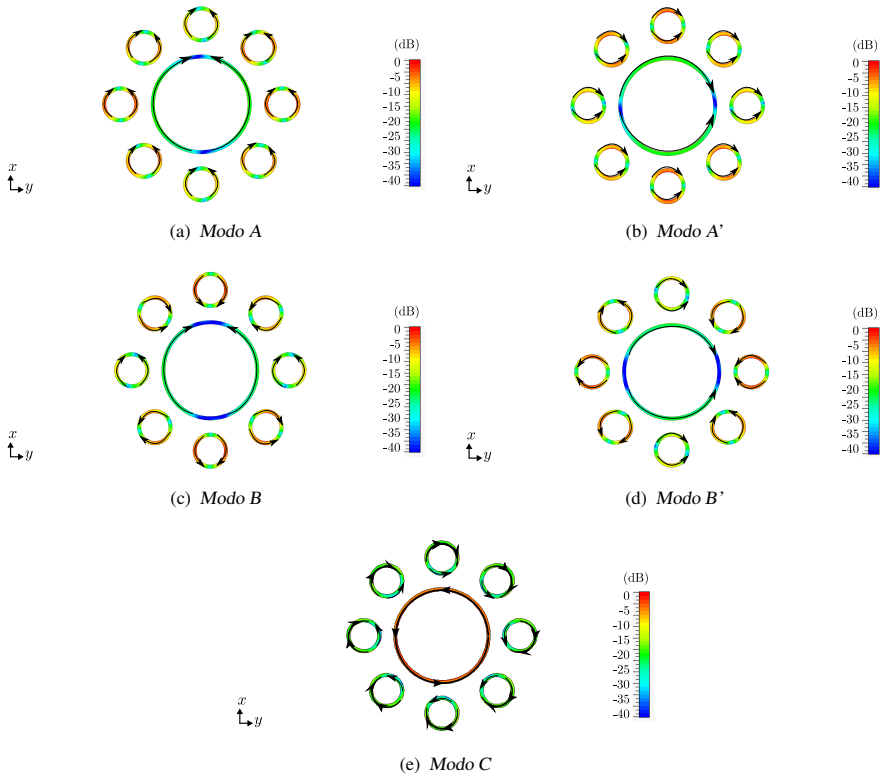


Figura 4.43: Esquema de corrientes de los 5 primeros modos para la agrupación de anillos presentados en la Fig. 4.41 a 10 GHz.

La Fig. 4.45(b) muestra la MS_n de los primeros cinco modos del conjunto de nueve anillos metálicos, donde se observa que el conjunto de modos Modo A–Modo A’ y Modo B–Modo B’ tienen una $MS_n \geq 0.7$ entre 9 GHz y 13 GHz, por lo que es indispensable examinar la aportación de cada modo a la potencia total radiada por la lente metálica propuesta, para una incidencia de onda plana polarizada verticalmente.

Como se observa en la Fig. 4.45(c), para una onda plana que incide verticalmente en el conjunto de anillos, el modo que contribuye con la mayor potencia es el Modo A. Adicionalmente, se tiene una pequeña aportación del Modo B.

Teniendo definida las corrientes que se excitan en la estructura por incidencia de una onda plana, el siguiente paso del análisis consiste en estudiar cual es el punto focal del sistema completo.

4.6.2. Cálculo del punto focal

Para mejorar el rendimiento de la antena de alimentación, el frente de fase esférico, generado desde el punto focal (donde se encuentra el alimentador), debe transformarse en una distribución de campo uniforme en la parte superior de la lente. El punto de enfoque óptimo entre la lente y el alimentador se puede calcular mediante un estudio paramétrico de

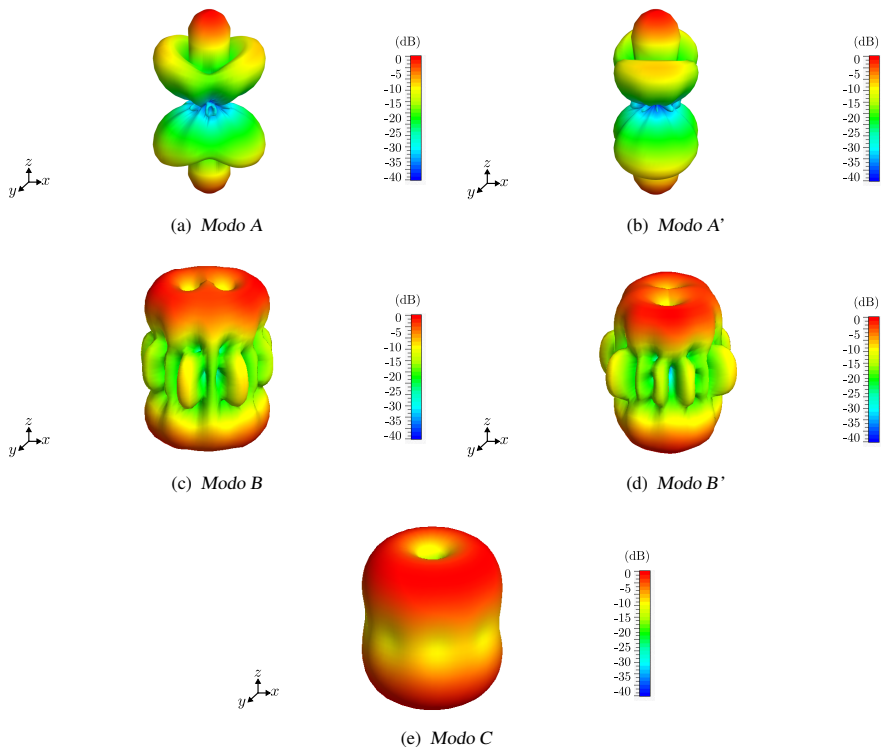


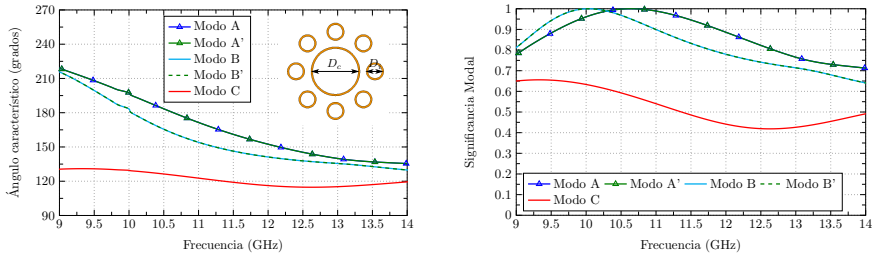
Figura 4.44: Diagrama de radiación de los 5 primeros modos para la agrupación de anillos presentados en la Fig. 4.43 a 10 GHz.

la distancia o por el método de incidencia de onda plana explicado en la sección 3.5.1. Con el objetivo de validar la capacidad de enfoque de la antena propuesta, se propone ajustar el diseño de la lente para dos rangos de frecuencias diferentes, uno a partir de 10 GHz y el otro a partir de 3.6 GHz. La apertura circular con anillo resonante se utilizará para alimentar ambos diseños. El anillo resonante unido a la guía circular se utiliza para lograr una alta ganancia y mejorar la polarización cruzada de la antena.

En el primer diseño propuesto, cuya banda de trabajo está centrada en 11 GHz, mediante un estudio paramétrico de la distancia se ha obtenido una separación óptima entre la lente y el alimentador de $f = 13.85 \text{ mm}$ ($0.46 \lambda_{10 \text{ GHz}}$), la misma que se ha validado por el método de incidencia de onda plana cuyo resultado se muestra en la Fig. 4.46(a). Como se puede observar, a la distancia focal de 13.85 mm la amplitud de campo eléctrico es superior a 200 V/m en el intervalo de 10 GHz a 13.5 GHz. El enfoque de la estructura a 10 GHz, cuando incide una onda plana con polarización vertical en el conjunto de anillos, se observa en la Fig. 4.46(b). Al aumentar la frecuencia el enfoque mejora, tal como se puede observar en la Fig. 4.46(c), donde se indica la amplitud del campo a 12.5 GHz cuando incide una onda plana con polarización vertical en la estructura.

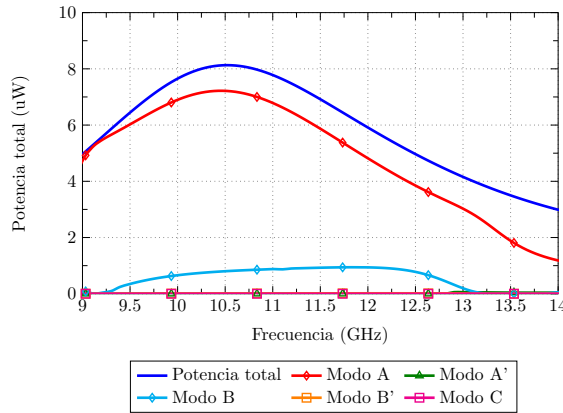
En el segundo diseño propuesto, cuya frecuencia de trabajo se fija a partir de 3.625 GHz, la lente metálica se ubica a una distancia $f = 20.68 \text{ mm}$ del alimentador. Para el cálculo de este punto focal se ha utilizado el mismo procedimiento de incidencia de onda

4.6 Anillo central rodeado de 8 anillos metálicos



(a) *Ángulo característico.*

(b) *Significancia modal.*



(c) *Contribución de cada modo a la potencia total radiada, cuando incide una onda plana con polarización vertical en el conjunto de 9 anillos metálicos.*

Figura 4.45: Parámetros modales de los primeros 5 modos para la estructura metálica formada un anillo central y 8 anillos pequeños alrededor, en el intervalo de 9 GHz a 14 GHz.

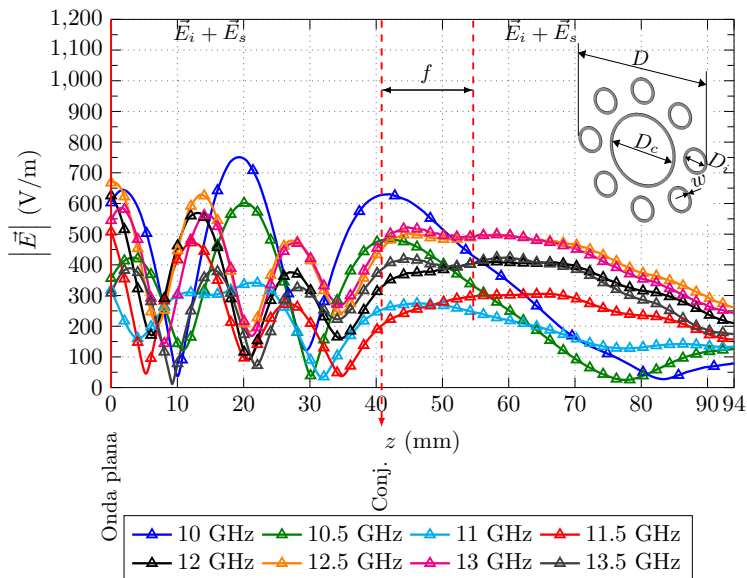
plana propuesto para el primer diseño. Así, el anillo central está directamente iluminado por la apertura circular con anillo resonante, mientras que los anillos ubicados alrededor están diseñados para compensar la fase de la onda entrante.

El sistema completo formado por una guía de onda circular con anillo resonante (alimentador) y la lente de una sola capa se presenta en la Fig. 4.47. Como puede observarse, el elemento de alimentación es una apertura circular con anillo resonante ubicada a una distancia f de la lente de una sola capa en el eje z .

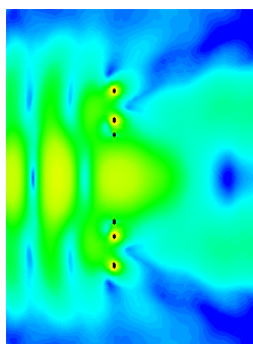
Con el fin de mejorar el rendimiento de la apertura de alimentación, la distribución de campo esférica de la apertura debe ser transformada en una distribución de fase uniforme por encima de la lente.

Optimizando la estructura de alimentación para las bandas de frecuencia de interés, se obtienen las siguientes dimensiones optimizadas (ver parámetros en la Fig. 4.47): $A = 90.42$ mm, $B = 54.06$ mm y ancho $L = 36.36$ mm para el primer diseño, y $A = 32.62$ mm, $B = 19.35$ mm y $L = 13.27$ mm para el segundo diseño.

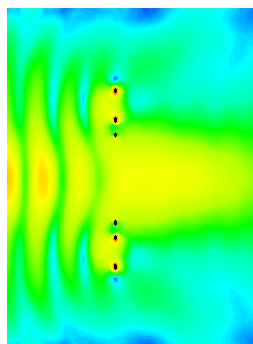
La apertura circular con anillo resonante es alimentada por el modo fundamental de la guía circular, es decir el modo TE_{11} [227], como se muestra en la Fig. 4.48(a). Este modo produce una distribución de campo en la apertura como se ilustra en la Fig. 4.48(b). Como se puede observar, el área de radiación de la guía circular con anillo resonante es más grande



(a)



(b)



(c)

Figura 4.46: Simulación de la incidencia de una onda plana, para una agrupación de 8 anillos metálicos alrededor de un anillo central: a) Campo eléctrico analizado a diferentes frecuencias; b) Incidencia de onda plana a 10 GHz; c) Incidencia de onda plana a 12.5 GHz.

que el de la apertura circular, lo que produce una mayor ganancia en el alimentador. Esta mayor ganancia permite limitar la energía dentro de la lente, minimizando así la fuga lateral.

4.6.3. Resultados de la simulación

En el primer diseño propuesto, el alimentador está optimizado para trabajar a partir de 10 GHz. En este caso, se utiliza una transición de guía rectangular a apertura circular FLANN 1764 con GC-AR, propuesta en la sección 3.7.2. En el modelo 3D presentado en la Fig. 4.49(a) se asume aluminio para la transición de guía rectangular a circular, mientras que los anillos de la lente metálica se modelan con cobre.

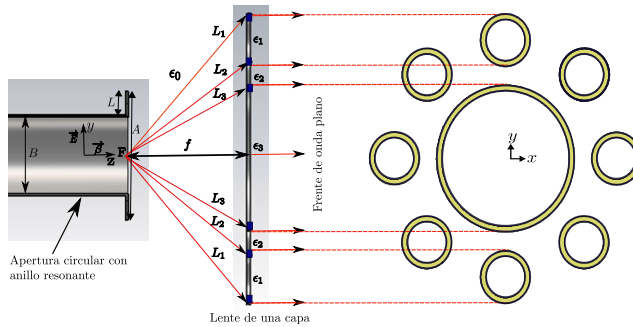


Figura 4.47: Esquema de la lente metálica formada por los anillos metálicos mostrados en la Fig. 4.41 y un alimentador (guía circular con anillo resonante).

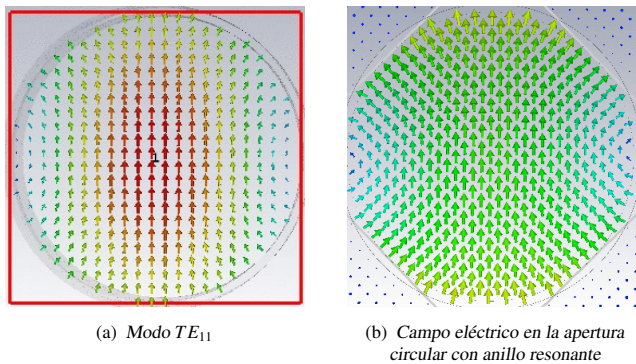


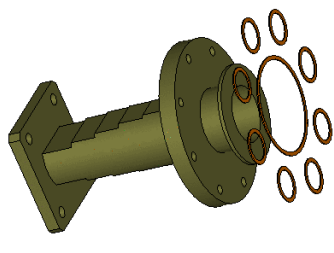
Figura 4.48: Simulación de campo eléctrico en el alimentador formado por una guía circular con anillo resonante.

Para el segundo diseño, se propone como alimentador una guía circular con anillo resonante GC–AR, para trabajar a partir de 3.6 GHz, tal como se muestra en la Fig. 4.49(b). Vale la pena mencionar que la lente metálica y la transición fueron analizadas simultáneamente para obtener resultados más realistas.

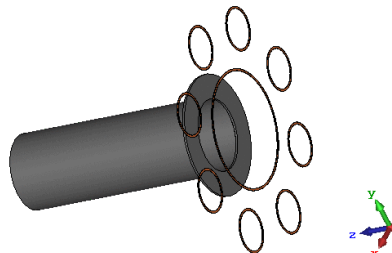
El resultado de adaptación para el primer y segundo diseño se muestra en la Fig. 4.49(c) y la Fig. 4.49(d), respectivamente. En las gráficas se compara el parámetro S_{11} de la lente formada por una sola capa propuesta y el sistema de alimentación aislado. Como se puede observar, se obtiene un buen nivel de adaptación ($S_{11} < -12$ dB) de 10 GHz a 14 GHz y ($S_{11} < -15$ dB) de 3.625 GHz a 7 GHz, respectivamente.

La Fig. 4.49(e) indica la directividad máxima obtenida para el primer diseño propuesto, en comparación con la directividad máxima de la apertura circular aislada con anillo resonante, donde se obtiene una directividad máxima de 12.30 dB a 11.5 GHz. Para el segundo diseño, como se puede observar en la Fig. 4.49(f), la antena propuesta incrementa la máxima directividad de la apertura circular con anillo resonante a 11.60 dB en 5.50 GHz.

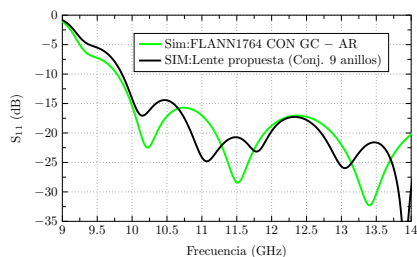
La distribución de corriente normalizada de la apertura circular con anillo resonante se indica en la Fig. 4.50(a). Como se puede observar, el reparto de corrientes en el alimentador primario corresponde a la corriente normalizada de la primera resonancia, correspondiente al primer modo característico J_1 .



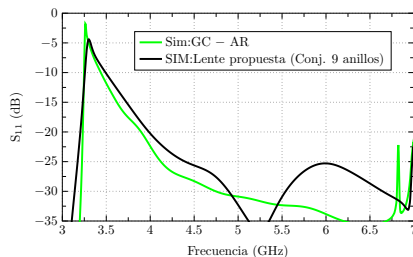
(a) Modelo 3D de la lente metálica alimentada por un FLANN 1764 con GC-AR, para el rango de 10 GHz a 14 GHz.



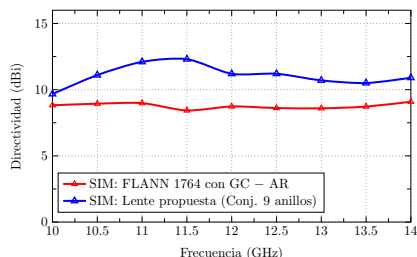
(b) Modelo 3D de la lente metálica alimentada por una GC-AR, para el rango de 3.6 GHz a 7 GHz.



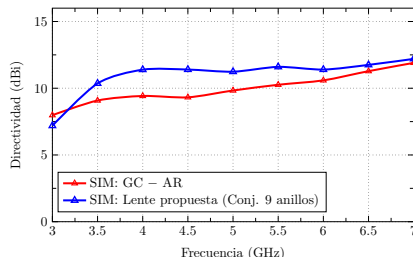
(c) S_{11} de la lente metálica con FLANN 1764 con GC-AR.



(d) S_{11} de la lente propuesta con GC-AR.



(e) Directividad de la lente metálica alimentada por un FLANN 1764 con GC-AR.



(f) S_{11} de la lente metálica alimentada por GC-AR.

Figura 4.49: Simulación (SIM) de los principales parámetros (S_{11} y directividad) para la lente metálica formada un anillo central y 8 anillos pequeños alrededor, en el intervalo de 9 GHz a 14 GHz y de 3 GHz a 7 GHz.

Finalmente, la Fig. 4.50(b) muestra la corriente total en la lente plana a 10 GHz. Observe que la distribución de corriente en el anillo central es equivalente al modo J_1 , mientras que el reparto de corrientes en los anillos metálicos alrededor de la estructura circular central es equivalente al primer modo característico J_1 con una pequeña aportación del modo J_0 , tal y como se había analizado en el estudio mediante TMC de la estructura. Un resultado similar se obtiene en la lente metálica a 3.625 GHz.

Resumiendo, se ha propuesto una lente metálica de una sola capa formada por un anillo central y 8 anillos pequeños alrededor. La lente es alimentada por una apertura circular con anillo resonante para minimizar las pérdidas por desbordamiento. Además, la lente se ha

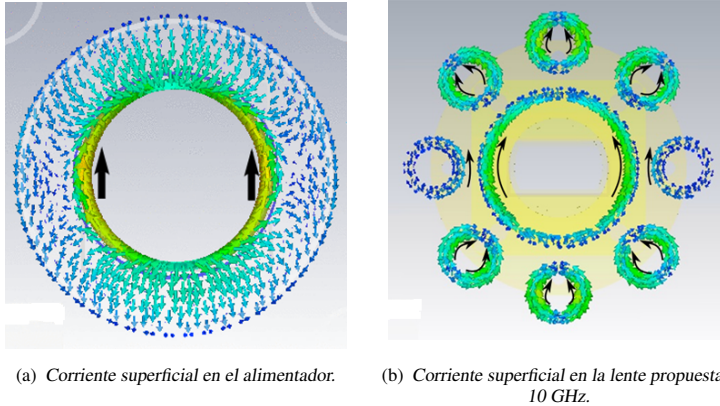


Figura 4.50: Simulación de la distribución de corrientes para la lente metálica formada por un anillo central y 8 anillos pequeños alrededor, a 10 GHz.

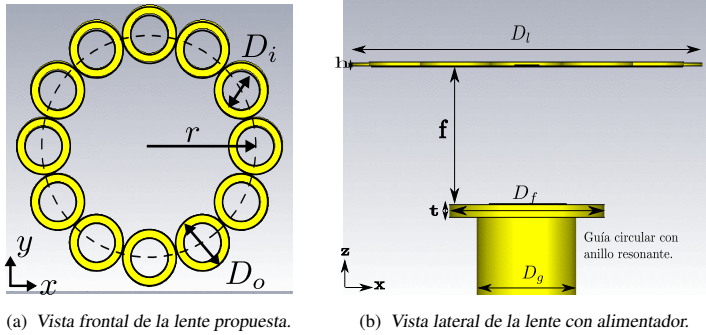


Figura 4.51: Geometría de una lente metálica formada por un conjunto de 12 anillos metálicos.

optimizado usando la TMC, con la que se ha evaluado las corrientes en los anillos metálicos y se ha proporcionado una visión física del mecanismo de operación de la lente.

4.7. Conjunto de 12 anillos metálicos

En esta sección se presenta una nueva lente metálica de una sola capa (bajo perfil) formada por doce anillos metálicos de diámetro interno $D_i = 10.88 \text{ mm}$ ($0.36 \lambda_{10 \text{ GHz}}$), diámetro externo $D_o = 15.58 \text{ mm}$ ($0.52 \lambda_{10 \text{ GHz}}$) y espesor de 0.35 mm , dispuestos a lo largo de una circunferencia de radio $r = 30.55 \text{ mm}$ ($1.02 \lambda_{10 \text{ GHz}}$), como se ilustra en la Fig. 4.51.

La estructura se analiza usando la TMC a fin de proporcionar una visión física de las características radiantes de la antena. La lente está diseñada para operar en la banda de 10 GHz y se ilumina mediante una guía de circular abierta con anillo resonante. El proceso de diseño y los resultados obtenidos se indican a continuación.

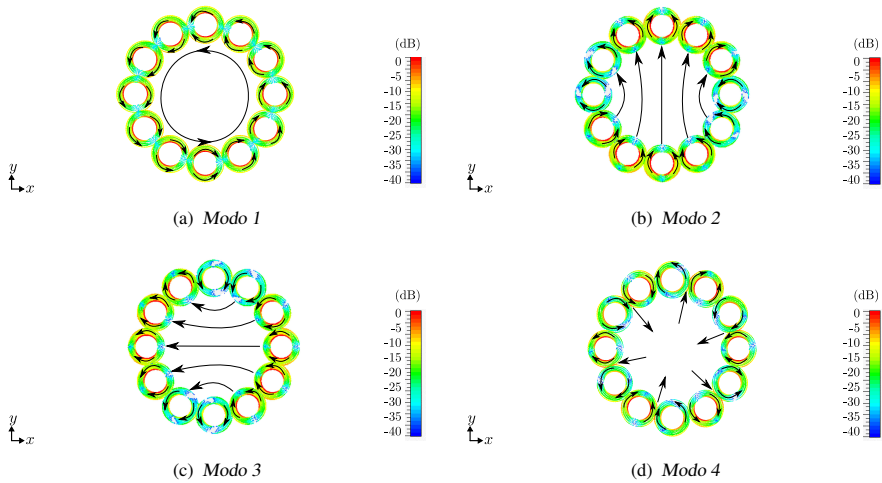


Figura 4.52: Esquemático de corrientes de los 4 primeros modos, para la agrupación de doce anillos presentada en la Fig. 4.51, a 10 GHz.

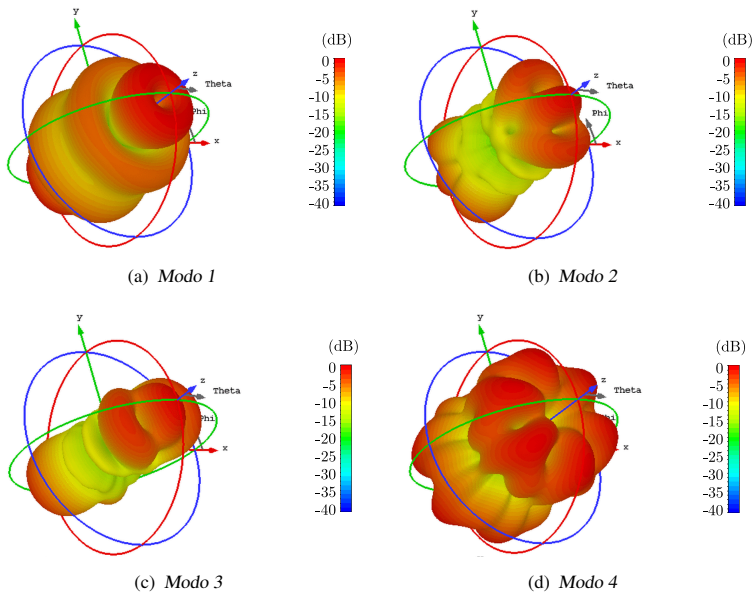


Figura 4.53: Diagrama de radiación de los 4 primeros modos del conjunto de 12 anillos presentados en la Fig. 4.52 a 10 GHz.

4.7.1. Estudio mediante la TMC del conjunto de 12 anillos

Con el fin de conocer el mecanismo de operación del conjunto de los 12 anillos metálicos, se investiga el comportamiento modal de la nueva lente metálica propuesta.

Los primeros 4 modos del conjunto de 12 anillos metálicos se representan en la Fig. 4.52. Como puede verse, las corrientes del Modo 1 (ver Fig. 4.52(a)) forman un bucle dentro y y

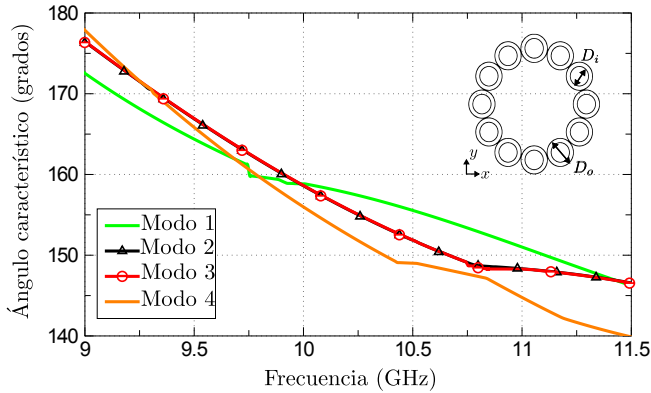


Figura 4.54: Ángulo característico de los primeros 4 modos del conjunto de anillos indicado en la Fig. 4.51, para el rango de 9 GHz a 11.5 GHz.

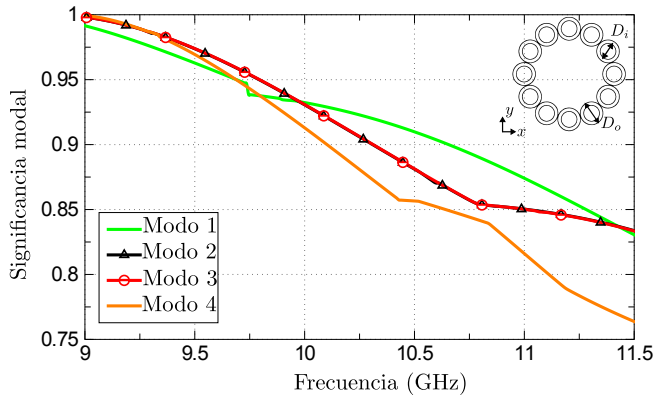


Figura 4.55: Significancia modal de los primeros 4 modos del conjunto de anillos metálicos indicados en la Fig. 4.51, para el intervalo de 9 GHz a 11.5 GHz.

fuera de la estructura total, pero también se observa un nulo en el eje mitad del anillo. Esta distribución de corrientes generan el diagrama de radiación indicado en la Fig. 4.53(a).

El Modo 2 (ver Fig. 4.52(b)) y su degenerado Modo 3 (ver Fig. 4.52(c)) representan la corriente modal de los modos dominantes, que generan un diagrama de radiación con un máximo en la dirección del eje z (ver Fig. 4.53(b) y Fig. 4.53(c)). Estos son los modos deseados para el diseño de la antena.

Finalmente, el Modo 4 es un modo de orden superior (ver Fig. 4.52(d)), donde su diagrama de radiación asociado se indica en la Fig. 4.53(d).

El ángulo característico de los cuatro primeros modos se presentan en la Fig. 4.54, donde se observa que la fase característica del Modo 2 es de unos 160° a 10 GHz y la variación es menor que 14° para frecuencias comprendidas entre 9 GHz y 11.5 GHz, lo que permite un diseño con un gran ancho de banda.

La Fig. 4.55 muestra la significancia modal de los primeros cuatro modos del conjunto de doce anillos metálicos, donde se observa que todos los modos tienen valores similares y una $MS_n > 0.75$, por lo que es necesario analizar la contribución de cada modo a la potencia total radiada por la lente propuesta, para una incidencia de onda plana con polarización

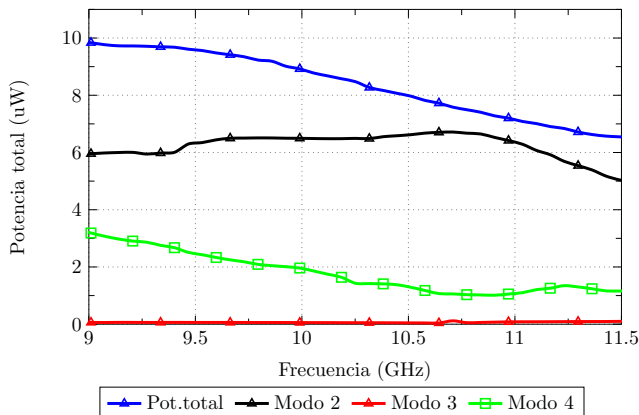


Figura 4.56: Contribución de cada modo a la potencia total radiada cuando incide una onda plana con polarización vertical en el conjunto de anillos metálicos presentados en la Fig. 4.51, para el intervalo de 9 GHz a 11.5 GHz.

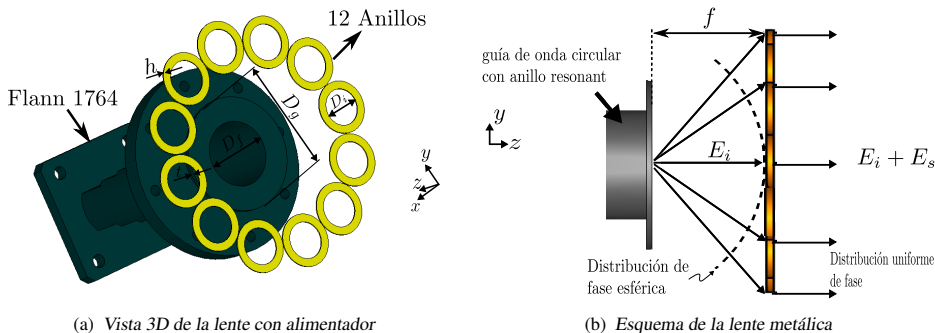


Figura 4.57: Esquema del conjunto de 12 anillos con un alimentador formado por una guía circular con anillo resonante.

vertical. Los resultados se muestran en la Fig. 4.56, donde se puede observar que el Modo 2 presenta una contribución de potencia del 77.8% a 10 GHz y es el modo deseado para la propagación en el eje z . Además se observa una pequeña aportación en potencia del Modo 4 cercano al 15% cuya contribución no influye significativamente en el diagrama de radiación deseado de la antena.

Como se ha discutido en el párrafo anterior, el ángulo característico del conjunto de anillos indica un comportamiento inductivo en toda la banda de interés, que involucra un cambio de fase que debe ser compensado. Los dos modos (Modo 2 y Modo 3) conducirán a una antena polarizada linealmente y facilitan la comprensión del comportamiento modal de la estructura cuando incide una onda plana en la lente propuesta. El análisis proporciona pautas para la excitación e implementación de la lente metálica.

4.7.2. Lente metálica de 12 anillos con la estructura de alimentación

El sistema completo de la antena formado por un FLANN 1764 unido a una guía de onda circular con anillo resonante (GC –AR) y la lente metálica propuesta se muestra en la Fig. 4.51. El anillo metálico unido a la guía circular se utiliza para maximizar la

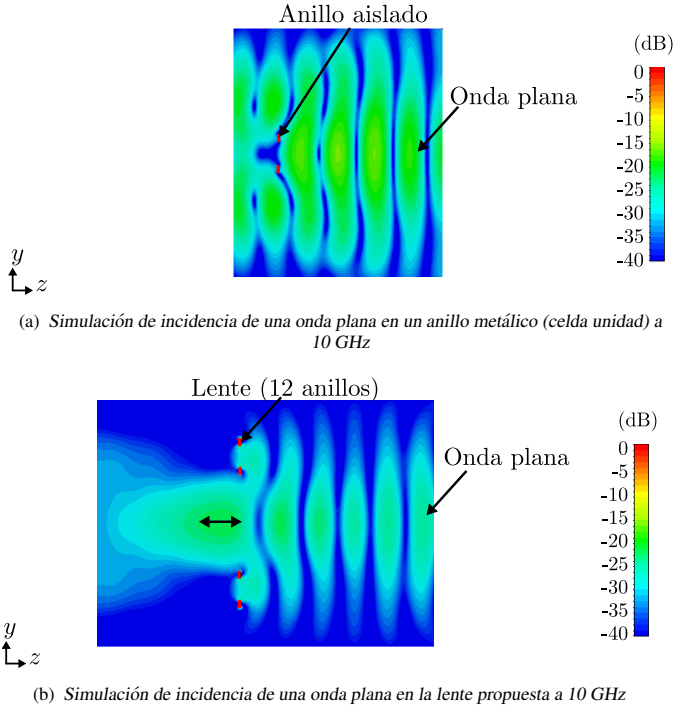


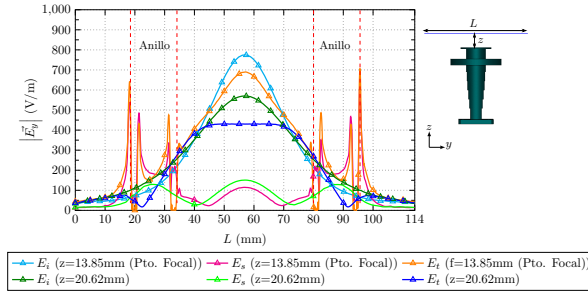
Figura 4.58: Incidencia de onda plana en el conjunto de 12 anillos metálicos propuestos.

ganancia y minimizar el nivel de polarización cruzada del alimentador. La optimización de la antena de alimentación para la banda de 9 GHz a 11.5 GHz da lugar a las siguientes dimensiones: $t = 1.27$ mm, $D_f = 19.35$ mm y $D_g = 33.89$ mm, donde t es el espesor del anillo metálico y D_f y D_g son el diámetro interno de la guía circular y el diámetro externo del anillo resonante, respectivamente (ver Fig. 4.51(b)). La Fig. 4.57(a) presenta la vista 3D de la antena propuesta, donde se muestran los principales parámetros geométricos de la lente.

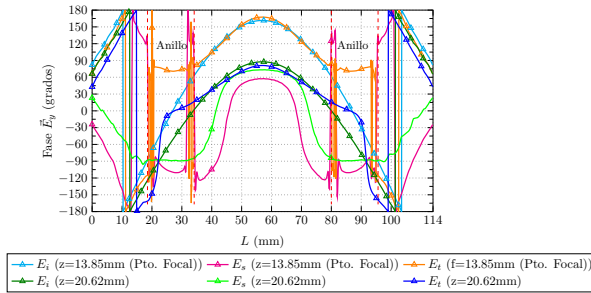
Considerando el alimentador anterior, la lente ha sido optimizada mediante la TMC para maximizar la ganancia y minimizar el nivel del lóbulo lateral, consiguiendo una estructura con un diámetro externo $D_l = 76.68$ mm y con un espesor $h = 0.35$ mm. El siguiente paso consiste en calcular el punto focal donde se debe ubicar la antena de alimentación.

Con el fin de mejorar el rendimiento de la apertura de alimentación, la distribución de fase esférica del campo en el conjunto de anillos metálicos se transforma en una distribución de fase uniforme por encima de la lente, como se indica en la Fig. 4.57(b). Aunque la optimización antes mencionada se realiza en transmisión, la lente también puede ser analizada en recepción para estudiar el enfoque de la lente, obteniendo resultados similares.

El campo total en un punto del espacio corresponde a la suma del campo incidente producido por el alimentador primario E_i y el campo dispersado E_s producido por los anillos. Las corrientes inducidas en los anillos dependen del campo incidente E_i y han sido analizados usando la TMC en la sección 4.7.1.



(a) Simulación de la amplitud del campo eléctrico a 10 GHz



(b) Simulación de la fase del campo eléctrico a 10 GHz

Figura 4.59: Campo eléctrico \vec{E}_y en la línea ubicada en la dirección z (varios niveles) respecto del alimentador propuesto para calcular la amplitud y fase del campo eléctrico total $\vec{E}_t = \vec{E}_i + \vec{E}_s$ en el plano $y-z$.

Si un anillo metálico aislado es iluminado con una onda plana (ver Fig. 4.58(a)), se puede observar que en la parte central del anillo las ondas no son transmitidas, lo que equivale a una cancelación de las ondas incidentes con los campos cercanos de las corrientes inducidas por la estructura metálica. Sin embargo, si la lente completa que está formada por doce anillos metálicos acoplados es iluminada por una onda plana, como se indica en la Fig. 4.58(b), hay campos más intensos en el área focal, también producida por la suma de la onda plana incidente y los campos cercanos de la estructura metálica.

A partir de la Fig. 4.58(b) se puede deducir la distancia focal $f = 13.85$ mm. Esta separación coincide con el punto focal en el que se ubicó el alimentador para la optimización de la lente en transmisión (ver Fig. 4.57(b)). Dicha distancia focal, junto con el diámetro de la lente ($D_l = 76.68$ mm), confiere a la antena una relación de $\frac{f}{D_l} = 0.18$.

El comportamiento descrito es producido por las corrientes inducidas en los anillos, que dependen del campo incidente y de la impedancia equivalente de los anillos. Estas corrientes producen un campo difractado en todo el espacio, que se añade al campo incidente. En la dirección de propagación (eje z), el campo incidente y el campo difractado están en fase, es decir, las fases de las ondas son compensadas con la fase de la impedancia del metal y en consecuencia el diagrama de radiación se maximiza en esa dirección. Para demostrar la corrección de fase realizada por el conjunto de anillos, la Fig. 4.59 dibuja la amplitud y fase del campo eléctrico \vec{E}_y en una línea ubicada a una distancia z de la antena de alimentación propuesta (FLANN 1764 junto a una guía de onda circular con anillo resonante (GC – AR)). La Fig. 4.59(a) presenta la amplitud del campo eléctrico \vec{E}_y , donde se observa que la simu-

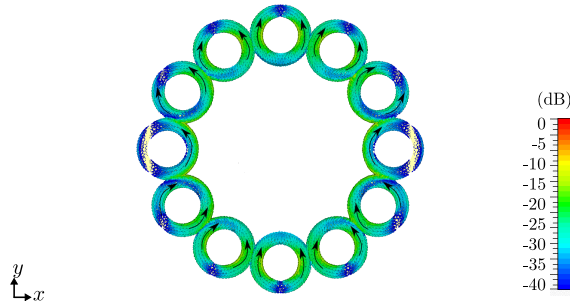


Figura 4.60: Distribución de corriente superficial de la lente metálica propuesta a 10 GHz.

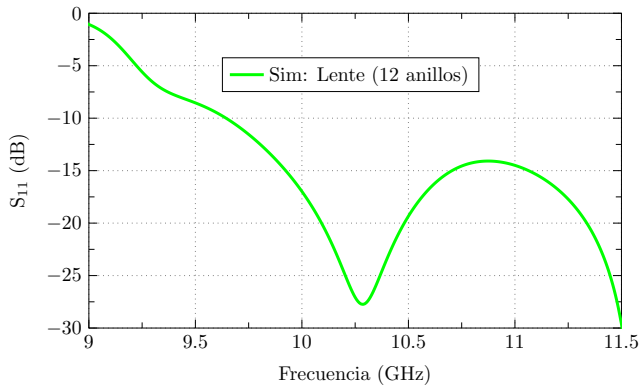


Figura 4.61: Simulación (Sim) del parámetro S_{11} de la lente metálica propuesta de 9 GHz a 11.5 GHz.

lación de la amplitud del campo \vec{E}_t tiene valores superiores a 400 V/m en la parte central de la línea ($40 \text{ mm} < L < 74 \text{ mm}$) llegando a tener una amplitud constante (400V/m) para una distancia $z = 20.62 \text{ mm}$ (a 6 mm de la lente aproximadamente), mientras que la amplitud del campo eléctrico disminuye en los extremos de la lente ($\vec{E}_t < 100 \text{ V/m}$). La corrección de fase realizada por la lente propuesta se indica en la Fig. 4.59(b), donde se observa que en el punto focal los anillos tienen una corrección de fase del campo \vec{E}_t constante de 71° , que ocasiona que en el centro de la lente ($48 \text{ mm} < L < 65 \text{ mm}$) se tenga una fase aproximada de $158 \pm 10^\circ$, cuyo valor se aproxima a la fase característica del conjunto de los 12 anillos (158° a 10 GHz como se puede ver en la Fig. 4.54). Además en la zona central de los anillos ($27 \text{ mm} < L < 70 \text{ mm}$) a una distancia $z = 20.62 \text{ mm}$ del alimentador, se tiene una corrección de fase para valores comprendidos entre 0° y 60° (ver línea color azul en la Fig. 4.59(b)).

4.7.3. Resultados simulados

Para el diseño propuesto destinado a operar a partir de 10 GHz, se utiliza la transición de guía rectangular a circular presentada en la sección 3.7.3.1, para permitir la alimentación de la estructura GC-AR. El alimentador primario FLANN 1764 con GC-AR ha sido simulado en aluminio, como se indica en las figuras Fig. 3.36(c) y Fig. 3.36(d), respectivamente. La lente metálica mostrada en la Fig. 4.51 se ha simulado con cobre.

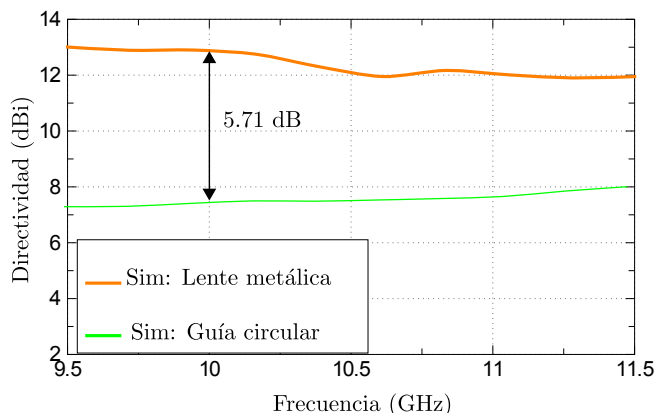


Figura 4.62: Comparación de la simulación (Sim) de la directividad máxima obtenida para la lente metálica propuesta formada por 12 anillos metálicos junto al FLANN 1764 con GC-AR y la guía circular aislada, en el intervalo de 9.5 GHz a 11.5 GHz.

La corriente superficial a 10 GHz en la lente metálica propuesta se presenta en la Fig. 4.60. Como puede observarse, la distribución de corriente superficial en la estructura metálica propuesta es similar a la combinación de los modos que se obtiene de la contribución de potencia, es decir, el Modo 2 más una pequeña aportación del Modo 4 (ver Fig. 4.56). Cabe indicar que el Modo 2 tiene la misma polarización que la de la onda incidente y en consecuencia proporciona la mayor contribución de potencia, como se indica en la Fig. 4.56.

La Fig. 4.61 muestra el parámetro S_{11} (dB) simulado para la lente propuesta. Como puede observarse, los resultados tienen un buen nivel de adaptación ($S_{11} < -10$ dB) a partir de 9.5 GHz aproximadamente.

La comparación entre la directividad máxima simulada de la lente metálica propuesta y la guía circular aislada se presenta en la Fig. 4.62. La máxima directividad obtenida es de 12.88 dBi a 10 GHz, lo que corresponde a un aumento de la directividad de 5.71 dB con respecto a la guía de onda abierta con el mismo tamaño de la apertura del alimentador de la lente propuesta.

4.8. Conjunto de 12 cilindros metálicos

Al aumentar la altura de los anillos metálicos analizados previamente a un valor de $h = 3.75$ mm y reduciendo el ancho de la estructura a un valor $t = 1.27$ mm, para conseguir que el diámetro externo de la nueva celda unidad sea de 13.424 mm ($0.45 \lambda_{10GHz}$), se puede generar una nueva lente formada por doce cilindros distribuidos en una sola capa, y dispuestos a lo largo de una circunferencia de radio $r = 30.55$ mm, tal como se ilustra en la Fig. 4.63. La altura del cilindro se escoge a partir del estudio paramétrico TMC (MS_n del modo $J_{0,1}$) de altura h realizado en la guía circular (Diámetro externo $D = 42$ mm y ancho de 1.27 mm) presentado en la Fig. 2.57, donde se observa que para alturas mayores de 3 mm se consigue que el modo $J_{0,1}$ tenga una $MS_n > 0.8$ en la banda de 10 GHz a 14 GHz. Una guía circular con anillo resonante se utiliza como alimentador primario de la lente propues-

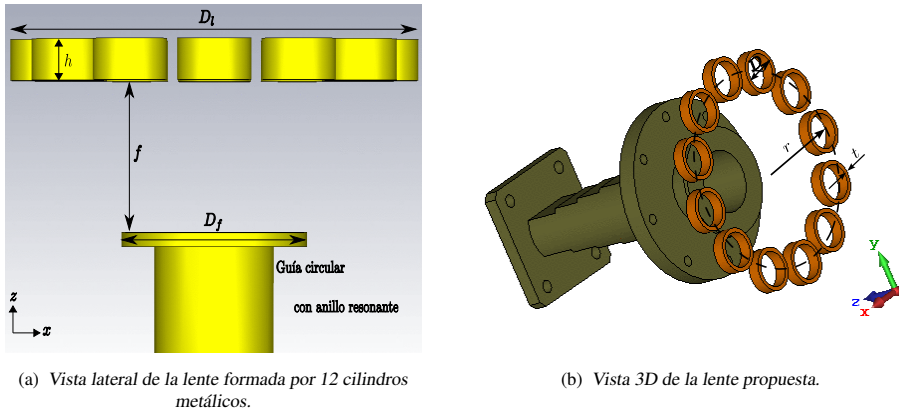


Figura 4.63: Geometría de la lente formada por 12 cilindros metálicos.

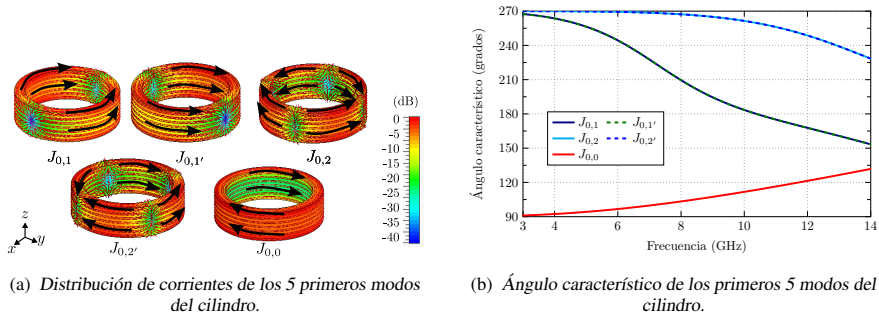


Figura 4.64: Distribución de corrientes y significancia modal del cilindro metálico tiene un diámetro interno $D = 10.88$ mm, ancho $t = 1.27$ mm y altura $h = 3.75$ mm.

ta, cuyas dimensiones son iguales al alimentador usado para la lente metálica formada por doce anillos (ver Fig. 4.63(b)).

La distribución de corrientes de los primeros cuatro modos de un cilindro PEC con diámetro interno $D = 10.88$ mm, ancho de 1.27 mm y altura $h = 3.75$ mm se indica en la Fig.4.64(a).

La fase característica del cilindro indica un comportamiento predominantemente capacitivo para los modos resonantes en la banda de interés, tal como se indica en la Fig. 4.64(b). Se observa que el modo $J_{0,1}$ y su degenerado $J_{0,1'}$ son los únicos modos que resuenan ($\alpha_n = 180^\circ$) en la banda de 3 GHz a 14 GHz, mientras que los otros modos $J_{0,2}$, $J_{0,2'}$, y $J_{0,0}$ mantienen un comportamiento capacitivo e inductivo respectivamente. En la antena propuesta, las celdas unitarias reciben una onda con una distribución de fase no uniforme que debe ser compensada. Estas compensaciones en función de la forma y del ángulo característico de la celda unitaria llevan un cambio de fase entre el camino central donde se ubica la apertura y el entorno de los cilindros metálicos.

Lo siguiente es averiguar el comportamiento modal de un conjunto de 12 cilindros metálicos ubicados sobre un círculo de radio $r = 30.55$ mm ($1.01 \lambda_{10GHz}$). La distribución de corrientes de los primeros dos modos (Modo 1 y Modo 2) del conjunto se esquematiza en la Fig. 4.65(a) y Fig. 4.65(b), respectivamente. Estos modos generan un diagrama de

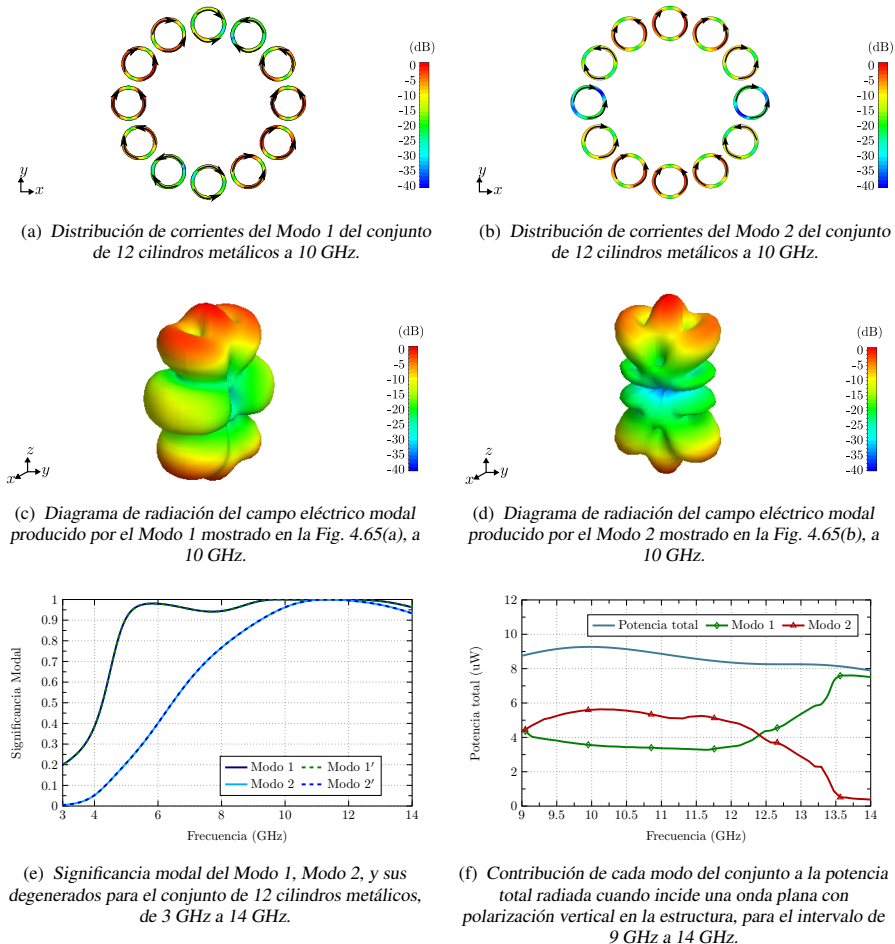


Figura 4.65: Principales parámetros modales de la agrupación de doce cilindros metálicos. El cilindro metálico tiene un diámetro interno $D = 10.88$ mm, ancho $t = 1.27$ mm y altura $h = 3.75$ mm.

radiación con un máximo en la dirección del eje z , y son los modos deseados para el diseño de la lente (ver Fig. 4.65(c) y Fig. 4.65(d)).

El estudio de la significancia modal (MS_n) correspondiente a los dos modos del conjunto de cilindros metálicos se muestra en la Fig. 4.65(e). Como se puede ver, ambos modos son significativos y presentan una $MS_n \geq 0.8$, en la banda de 9 GHz a 14 GHz. Además, en la Fig. 4.65(f) se muestra la contribución de cada modo a la potencia total radiada por la antena propuesta, cuando se tiene una incidencia de onda plana con polarización vertical en el conjunto de cilindros. Los resultados indican en promedio que un 53% del Modo 1 y un 47% del Modo 2 generan la potencia total radiada. La contribución en potencia de estos dos modos generan un campo total que tendrá un máximo en la dirección del eje z .

Para averiguar la distancia a la que se debe situar la antena de alimentación, se considera un campo eléctrico incidente provocado por una onda plana que se propaga en la dirección z y choca con el conjunto de cilindros en el plano $x - y$. El resultado de la simulación con

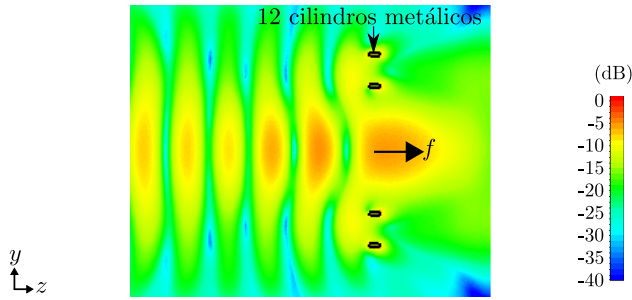


Figura 4.66: Simulación (Sim) de incidencia de onda plana a 10 GHz en la lente metálica formada por doce cilindros metálicos.

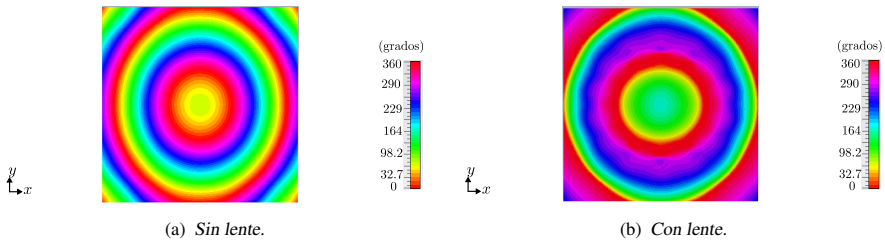


Figura 4.67: Simulación de la fase del campo eléctrico E_y a 6.13 mm de la lente formada por doce cilindros metálicos a 10 GHz.

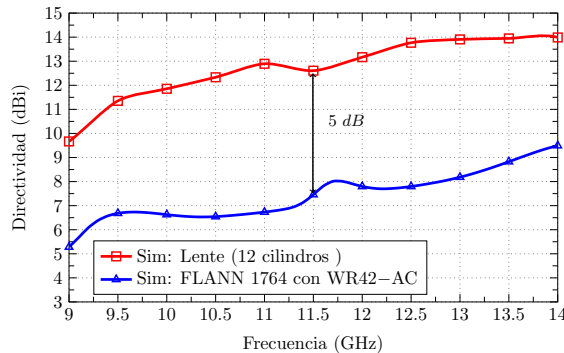


Figura 4.68: Comparativa de la simulación (Sim) de la directividad máxima obtenida para la lente metálica propuesta formada por doce cilindros metálicos junto al FLANN 1764 con GC-AR y el alimentador aislado, en el intervalo de 9 GHz a 14 GHz.

la configuración mencionada a 10 GHz se indica en la Fig. 4.66, donde se puede deducir fácilmente que a una distancia $f = 13.85$ mm el campo eléctrico se enfoca al otro lado de la lente propuesta.

En el diseño propuesto para operar en la banda de 9 GHz a 14 GHz, se utiliza como alimentador primario una transición estándar rectangular modelo FLANN 1764 unida a una guía circular con anillo resonante (GC-AR), para permitir que la estructura se alimente por una guía de onda rectangular tal como se indica en la Fig. 4.63(b), donde se observa

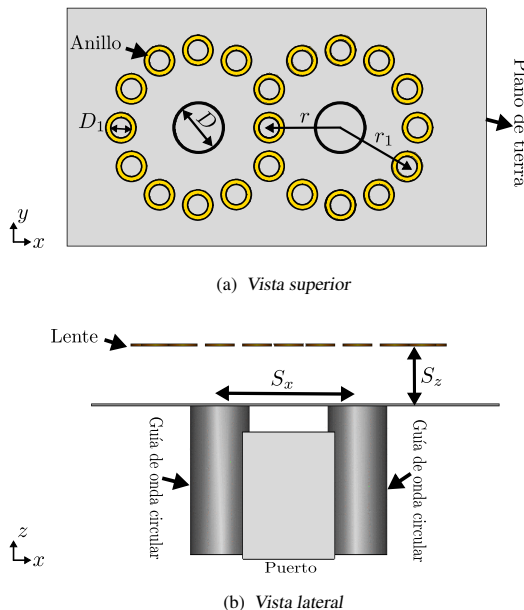


Figura 4.69: Geometría de la antena formada por una agrupación de 2 conjuntos de 12 anillos.

que la lente se encuentra ubicada a una distancia $f = 13.85$ mm respecto del alimentador propuesto.

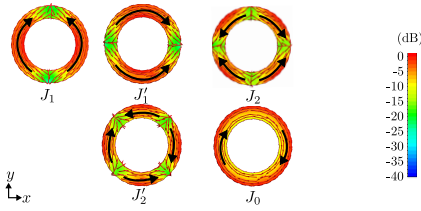
La Fig. 4.67 muestra la fase del campo eléctrico simulada a 6.13 mm ($0.20 \lambda_{10GHz}$) de la lente propuesta, donde se observa la corrección de fase.

Finalmente, la Fig. 4.68 muestra la directividad de la lente propuesta en comparación con la máxima directividad conseguida del alimentador. La máxima directividad obtenida es de 14 dBi a 14 GHz, lo que corresponde a un incremento de 5 dB con respecto al alimentador formado por el FLANN 1764 con la guía circular con anillo resonante (GC-AR).

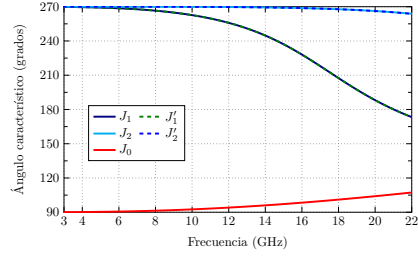
Resumiendo, se ha presentado una lente metálica compuesta por cilindros metálicos pequeños. La celda unidad se ha analizado usando la TMC para evaluar el comportamiento de las corrientes en los cilindros metálicos. La antena resultante mejora la directividad del alimentador a lo largo de un gran ancho de banda ($BW = 43.47\%$).

4.9. Lente con doble alimentación

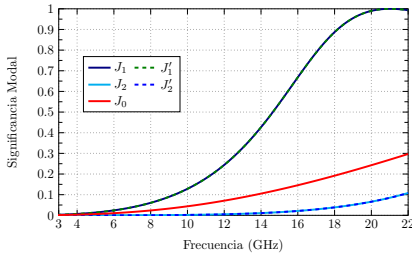
En esta sección se presenta una lente plana formada por un conjunto de anillos distribuidos en una sola capa, para trabajar en el intervalo de 19 GHz a 21 GHz. Esta lente metálica es una agrupación de 2 estructuras de 12 anillos como la presentada en la sección 4.7, con un ligero solape entre los anillos. Por tanto, la estructura total se encuentra formada por 21 anillos metálicos y es iluminada por dos aperturas circulares, tal como se ilustra en la Fig. 4.69. La celda unidad anillo metálico y la agrupación de anillos se analizan mediante la TMC. Además, se realiza la optimización de la lente completa junto con el alimentador y finalmente se muestran los principales resultados obtenidos para el diseño propuesto.



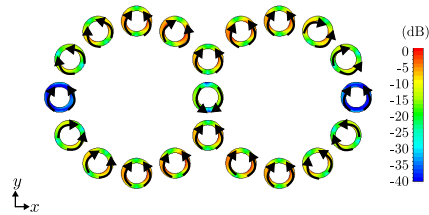
(a) Distribución de corrientes de los primeros 5 modos del anillo metálico (celda unidad) propuesto en la Fig.4.69, a 20 GHz.



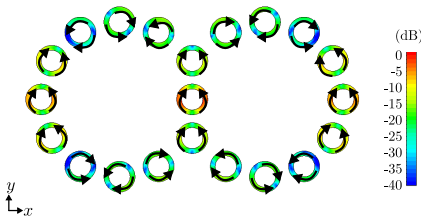
(b) Fase característica de los primeros 5 modos del anillo metálico (celda unidad) propuesto en la Fig.4.69, de 3 GHz a 22 GHz.



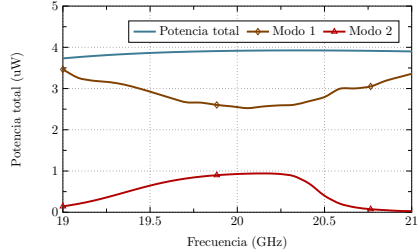
(c) Significancia modal de los primeros 5 modos del anillo metálico (celda unidad) propuesto en la Fig.4.69, de 3 GHz a 22 GHz.



(d) Distribución de corrientes del Modo 1 correspondiente al conjunto de 21 anillos metálicos propuesto en la Fig.4.69, a 20 GHz



(e) Distribución de corrientes del Modo 2 correspondiente al conjunto de 21 anillos metálicos propuesto en la Fig.4.69, a 20 GHz



(f) Contribución en potencia del Modo 1 y del Modo 2 de la lente propuesta cuando incide una onda plana con polarización vertical en el conjunto de 21 anillos.

Figura 4.70: Simulación de las corrientes modales y contribución en potencia cuando incide una onda plana con polarización vertical en la lente propuesta.

4.9.1. Estudio mediante la TMC de la lente con doble alimentación

Para mostrar el mecanismo de operación de la lente propuesta, se investiga la evolución de los comportamientos modales del anillo metálico. La celda unidad (anillo metálico) se analiza partiendo del diseño presentado en la sección 4.6.

El diámetro del anillo se diseña para la banda de 19 GHz a 21 GHz, considerando 20 GHz como la frecuencia central de diseño. Para el estudio se considera un anillo metálico de diámetro interno $D_1 = 4.40$ mm ($0.29 \lambda_{20 \text{ GHz}}$), ancho de 1.02 mm ($0.07 \lambda_{20 \text{ GHz}}$) y espesor de 0.35 mm ($0.02 \lambda_{20 \text{ GHz}}$) (celda unidad de la Fig. 4.69). La distribución de corrientes correspondiente a los 5 primeros modos en la celda unidad se indica en la Fig. 4.70(a). Ca-

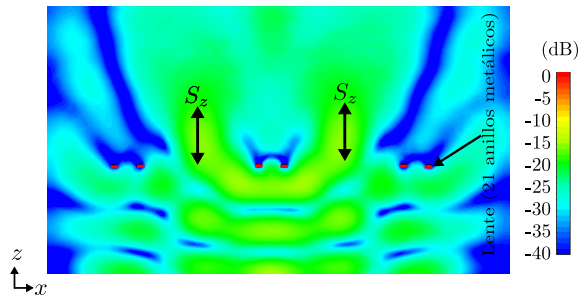


Figura 4.71: Simulación de la incidencia de una onda plana con polarización vertical en la lente propuesta, a 20 GHz.

be indicar que la distribución de corrientes modales se conserva en la banda de 19 GHz a 21 GHz.

La Fig. 4.70(b) muestra el ángulo característico de los primeros cinco modos presentes en el anillo metálico, donde se visualiza claramente que el modo J_1 y J'_1 son un par de modos degenerados que están cerca de resonancia en el intervalo de 19 GHz a 21 GHz y tienen una significancia modal $MS_n > 0.9$ (ver Fig.4.70(c)). Además, el modo J_1 contribuye con la mayor potencia cuando en la estructura incide una onda plana con polarización vertical (ver Fig.4.70(f)).

Como siguiente paso se evalúa el comportamiento modal de la lente propuesta (estructura en la Fig. 4.69(a)). La lente está compuesta por 21 anillos metálicos alrededor de 2 círculos de radio r_1 , con tres anillos centrales comunes, separados una distancia $r = 15$ mm respecto del centro de los círculos de radio r_1 . Dicha configuración está diseñada para que dos aperturas circulares iluminen la lente con un frente de onda de distribución de fase no uniforme. El objetivo es que los anillos circundantes de diámetro D_1 compensen la fase del frente de ondas incidente y, con ello, se obtenga una distribución de fase uniforme en la parte superior de la lente.

La estructura descrita tiene 2 modos característicos principales: El Modo 1, con una fuerte contribución del modo J_1 del anillo aislado, donde la distribución de corrientes del modo mencionado se encuentran en contrafase en la zona central de los tres anillos, tal como se observa en la Fig. 4.70(d). Al considerar el Modo 2, en la zona central del conjunto (3 anillos en la parte izquierda, 3 en la zona central y 3 en la parte derecha de la estructura) se tiene una fuerte contribución del modo J_1 , mientras que en el resto de los anillos circundantes el modo J_1 se gira y se encuentra en contrafase en relación con la celda unidad vecina, tal como se observa en la Fig. 4.70(e). Estos modos representan la corriente modal de los modos dominantes, que generan un diagrama de radiación con un máximo en la dirección del eje z . Además, la contribución en potencia de estos modos se muestra en la Fig. 4.70(f), si se considera que incide una onda plana con polarización vertical en la estructura metálica propuesta. Este resultado muestra que con la excitación del Modo 1 (76% de contribución de potencia) y el Modo 2 (21% de contribución de potencia) en la estructura, se puede conseguir un diagrama de radiación uniforme en la lente propuesta.

La distancia focal se calcula a partir de la incidencia de una onda plana polarizada verticalmente en el conjunto de los 21 anillos metálicos. El resultado de la simulación a 20 GHz se muestra en la Fig. 4.71, donde se aprecia la presencia de dos puntos focales que se encuentran ubicados a una distancia $S_z = 10$ mm ($0.67 \lambda_{20\text{ GHz}}$) respecto del centro de

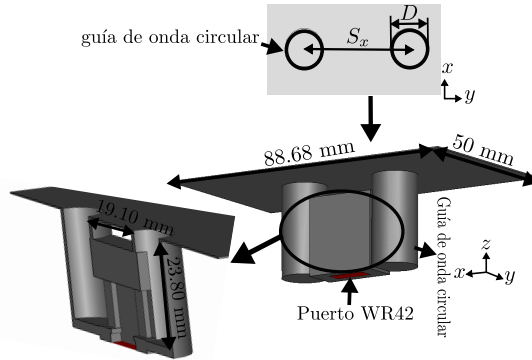


Figura 4.72: Esquema de la doble alimentación.

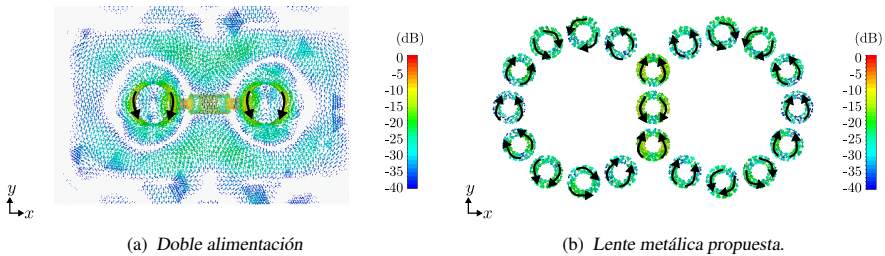


Figura 4.73: Simulación de la distribución de corrientes a 20 GHz en el modelo del alimentador con doble alimentación y la lente formada por 21 anillos metálicos.

cada conjunto de 12 anillos, consiguiendo una relación $\frac{f}{D} = 0.15$. A continuación se presenta el detalle del diseño de la doble alimentación necesaria para excitar los modos deseados en la lente propuesta.

4.9.2. Diseño de la doble alimentación y resultados simulados

El diseño del doble alimentador se muestra en la Fig. 4.72. El alimentador está compuesto por 2 guías de onda circulares de diámetro $D = 10.90$ mm (0.74λ), separadas una distancia $S_X = 30$ mm (2.05λ). Estas guías circulares están alimentadas por una guía de onda rectangular estándar WR42 a través de una transición suave. El plano de masa tiene las dimensiones de 50 mm \times 88.68 mm.

La lente está iluminada por las dos aperturas circulares, donde los anillos metálicos de la lente, ubicados a una distancia $S_z = 10$ mm ($0.68 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$) con respecto al alimentador, han sido diseñados para compensar la fase de la onda incidente.

La distribución de corrientes del alimentador y de la lente se puede observar en la Fig. 4.73, donde se observa claramente que la distribución de corrientes en la lente propuesta es la combinación del Modo 1 y del Modo 2.

La antena propuesta incrementa la ganancia en 5.04 dB en comparación con la apertura aislada, donde el nivel de lóbulo principal a secundario se mejora hasta 10 dB. El parámetro S_{11} de la lente propuesta se presenta en la Fig. 4.74, donde se observa un buen nivel de adaptación en la antena. En la Fig. 4.75 se observa una lente con una directividad máxima

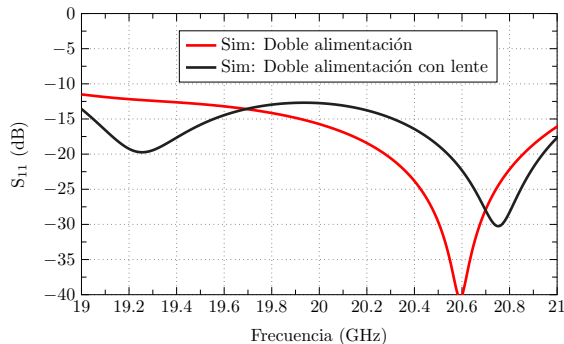


Figura 4.74: Simulación del parámetro S_{11} de la doble alimentación con y sin lente.

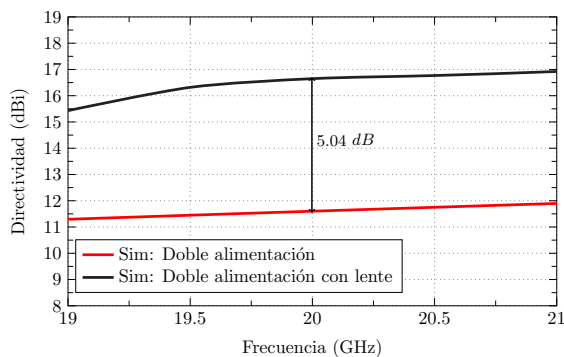


Figura 4.75: Simulación de la directividad para la lente propuesta.

de 16.85 dBi a 21 GHz, lo que supone una mejora de 5.04 dB con respecto a la radiación de las dos aperturas de alimentación aisladas con plano de masa.

4.10. Lente metálica de 3 capas

En este apartado se presenta el diseño de una lente metálica de 3 capas que es alimentada por una apertura cuadrada con un plano de masa. El objetivo es aumentar la directividad de la estructura manteniendo un bajo perfil en la antena. Se presentan los resultados simulados de adaptación y directividad de la nueva estructura. Adicionalmente, se muestra el diseño de una agrupación formada por tres aperturas cuadradas con plano de masa, que alimentan una lente de tres capas con dimensiones eléctricas más grandes.

4.10.1. Estudio de la distancia focal y estructura de la antena

Para indicar el mecanismo de operación de la antena, se consideran los resultados obtenidos del estudio mediante la TMC realizado al conjunto de dos anillos cortocircuitados con tiras metálicas con el que se forman 24 sectores. De esta manera, el espacio que se genera (sector) es aproximadamente una longitud de onda a la frecuencia de diseño. La estructura resultante tiene un diámetro interno de 27.87 mm y un espesor de $t = 0.35$ mm (ver PRS en

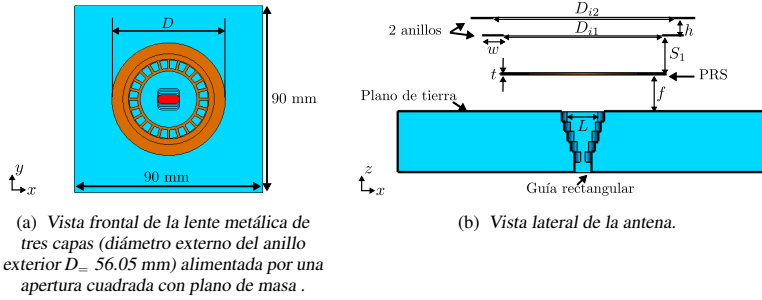


Figura 4.76: Geometría de la antena formada por dos anillos con diámetros internos de $D_{i1} = 39.60$ mm y $D_{i2} = 45.09$ mm, respectivamente, junto con una PRS (anillos cortocircuitados de diámetro interno de 27.87 mm y un espesor de $t = 0.35$ mm analizado en la sección 4.4.1) para formar una lente metálica de tres capas, cuya antena se encuentra ubicada a una distancia f de la apertura cuadrada ($L = 10.668$ mm) con plano de masa (90 mm \times 90 mm).

la Fig.4.76), y es la misma que se ha analizado en la sección 4.4.1, donde se ha encontrado que el conjunto resuena a 20.50 GHz (fase característica $\alpha_n = 180^\circ$), con un punto focal de $f = 9.54$ mm. Además, se considera el conjunto de dos anillos, con dimensiones de diámetros internos del primero y del segundo anillo metálico corresponde a $D_{i1} = 39.60$ mm y $D_{i2} = 45.09$ mm, respectivamente, cuyo estudio se ha realizado en la sección 4.3.3.1. Este conjunto de anillos tienen un ancho de $w = 5.48$ mm y una separación $h = 4$ mm (ver Fig. 4.76(b)) con una distancia focal aproximada de 18.89 mm.

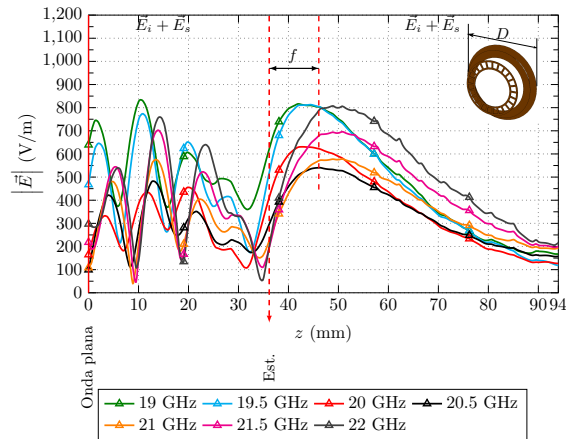
Al realizar la superposición de los dos puntos focales mencionados en el párrafo anterior, se encuentra que el espacio comprendido entre el conjunto de los dos anillos y la PRS corresponde a $S_1 = 9.35$ mm tal como se muestra en la Fig. 4.76(b).

La Fig. 4.76(a) presenta vista frontal de la antena propuesta, donde se observa que la lente tiene un diámetro externo $D = 56.05$ mm, mientras que en la Fig. 4.76(b) se indica las dimensiones del conjunto de los anillos y la lente de alimentación propuesta.

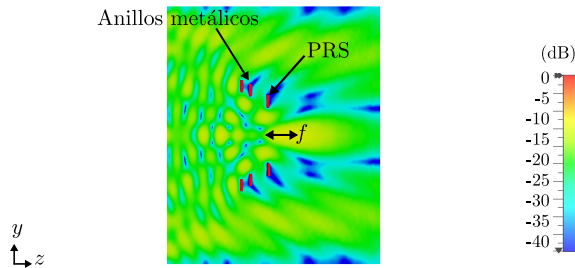
La Fig. 4.77(a) muestra el resultado de la incidencia de una onda plana con polarización vertical a diferentes frecuencias comprendidas (entre 19 GHz y 22 GHz) sobre la estructura propuesta, en la cual el anillo de la tercera capa tiene un diámetro externo $D = 56.05$ mm. Como se puede observar, a una distancia $f = 9.54$ mm ($0.65 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$), la magnitud de campo eléctrico es superior a 500 V/m para frecuencias comprendidas entre 19 GHz y 22 GHz. Cabe indicar que a una distancia superior a 3.66 mm ($0.25 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$) de la estructura hasta 14.66 mm ($1 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$), se tienen valores de campo eléctrico superiores a 500 V/m. Fuera de este rango, el valor del campo eléctrico empieza a disminuir en magnitud.

Si una onda plana con polarización vertical a 20.50 GHz incide en la lente de tres capas propuesta como se indica en la Fig. 4.77(b), se puede verificar que la distancia focal a la que se debe ubicar la antena de alimentación WR42-AC corresponde a una distancia $f = 9.54$ mm.

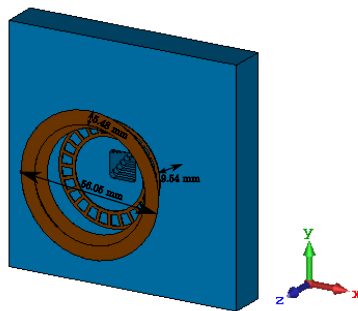
La estructura 3D completa de la antena propuesta se muestra en la Fig. 4.77(c), donde se consigue una relación $\frac{f}{D} = 0.17$. A continuación se indican los resultados de simulación más relevantes obtenidos para la lente de tres capas propuesta.



(a) Simulación de la incidencia de una onda plana con polarización vertical en la lente formada por dos anillos y una PRS propuesta en la Fig. 4.76 para diferentes frecuencias.



(b) Incidencia de una onda plana en la lente de 3 capas propuesta, a 20.50 GHz.



(c) Modelo 3D de la lente de tres capas propuesta.

Figura 4.77: Incidencia de onda plana y esquema de la lente metálica de tres capas con una apertura cuadrada con plano de masa.

4.10.1.1. Resultados de la simulación

La Fig. 4.78 muestra el resultado de la simulación del parámetro S_{11} para la antena de alimentación WR42–AC aislada y con la lente metálica de tres capas propuesta. Como se

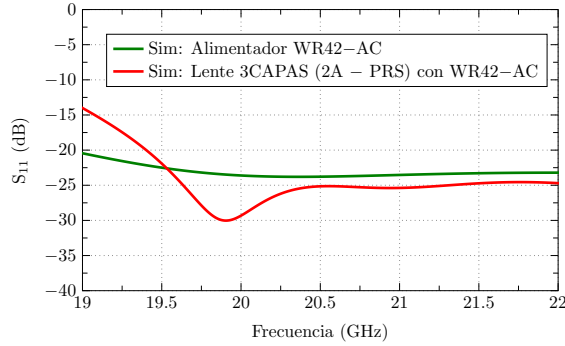


Figura 4.78: Simulación del parámetro S_{11} de lente metálica de 3 capas propuesta (Lente 3 CAPAS (2A – PRS)) con WR42–AC y comparativa con el alimentador aislado.

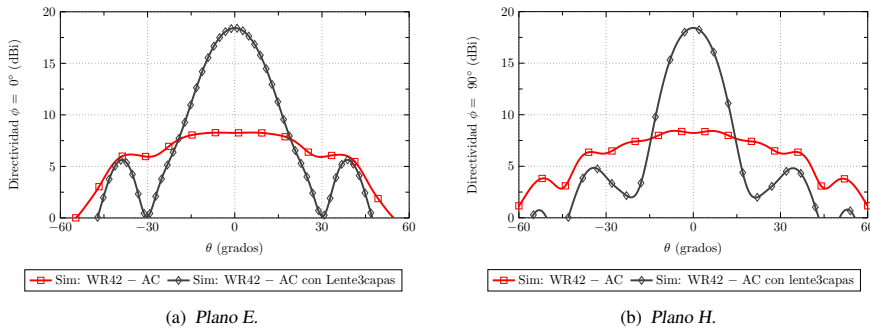


Figura 4.79: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para la lente metálica de tres capas con una apertura cuadrada sobre plano de masa en los diferentes planos, a 20.50 GHz.

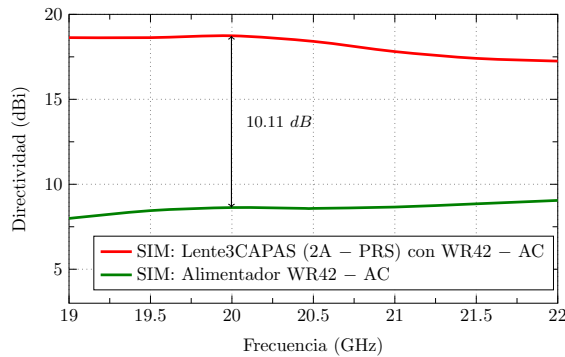


Figura 4.80: Simulación de la directividad para la lente de tres capas propuesta, en el rango de 19 GHz a 22 GHz.

puede ver, la antena se encuentra adaptada ($S_{11} < -14$ dB) en el intervalo de frecuencias comprendido entre 19 GHz y 22 GHz.

El diagrama de radiación de campo lejano a la frecuencia central (20.50 GHz) se presenta en la Fig. 4.79. Como se puede ver, se consigue una directividad de 18.40 dB, con un nivel de lóbulo principal a secundario $SLL = -12.80$ dB en el plano E (ver Fig. 4.79(a)) y una $SLL = -13.60$ dB en el plano H (ver Fig. 4.79(b)).

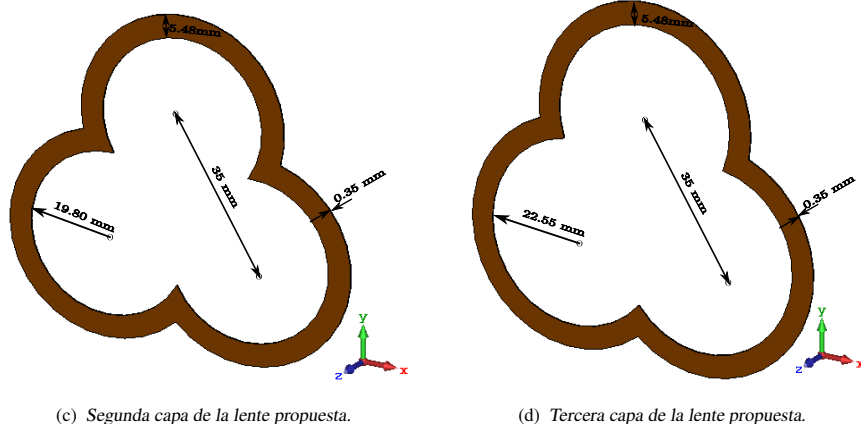
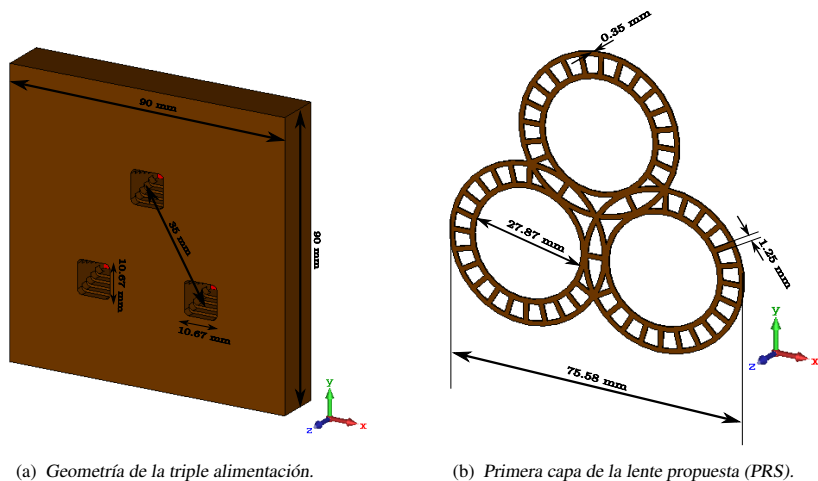


Figura 4.81: Esquema de la lente metálica de tres capas con triple alimentación.

Como se observa en la Fig. 4.80, la lente metálica de 3 capas propuesta incrementa la directividad en 10.11 dB comparada con la máxima directividad conseguida con la antena de alimentación aislada, para la banda de 19 GHz a 21 GHz. La directividad máxima obtenida es de 18.74 dB a 20 GHz.

Para mejorar aún más la directividad conseguida, el siguiente paso es agrupar los alimentadores en un mismo plano de masa y aumentar las dimensiones físicas de la estructura. Este proceso se indica a continuación.

4.10.2. Diseño de la triple alimentación y la lente metálica de 3 capas

La Fig. 4.81 presenta el modelo de la antena propuesta. El alimentador se encuentra formado por tres transiciones escalonadas de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada, de longitud 10.67 mm, ubicadas en un plano de tierra que tiene las dimensiones de largo,

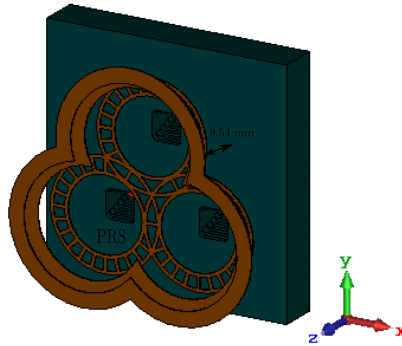
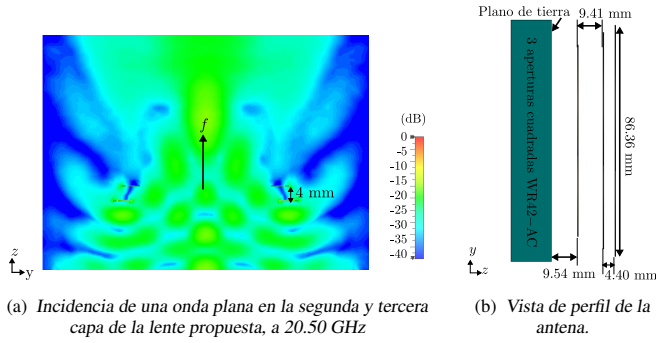


Figura 4.82: Modelo de la lente metálica de 3 capas con el alimentador.

ancho y profundidad de 90 mm × 90 mm × 10.67 mm, respectivamente, tal como se indica en la Fig. 4.81(a). Las aperturas cuadradas se encuentran separadas 35 mm ($2.38 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$). El prototipo del alimentador se ha modelado en aluminio.

Del análisis mediante la TMC de la estructura de una sola capa formada por anillos cortocircuitados analizado en la sección 4.4.1, se ha comprobado que con la estructura de 24 sectores propuesta con un diámetro interno de 27.87 mm y espesor de 0.35 mm se puede conseguir que la lente resuene a 20.50 GHz ($\alpha_n = 180^\circ$). Además, al tener en cuenta que los sectores formados por la unión del primer anillo (diámetro interno de 27.87mm) con el segundo anillo (diámetro interno es 31.91mm) con tiras metálicas de ancho 1.20 mm, no sean más grandes que una longitud de onda en la frecuencia central de la banda de 19 GHz a 22 GHz, se puede formar una PRS de una sola capa, formada por la unión de 3 anillos cortocircuitados con tiras metálicas, cuyos anillos internos se encuentren separados 35 mm tal como se indica en la Fig. 4.81(b).

Para la segunda capa se considera la unión de 3 anillos metálicos con radio interno de 19.80 mm, espesor 0.35 mm y ancho 5.48 mm (valor mínimo de ancho con el que se consigue una gran significancia modal a altas frecuencias, para un anillo similar indicado en la Fig. 2.18), separados una distancia de 35 mm. Retirando la parte metálica formada por la intersección que resulta de la fusión de los 3 anillos mencionados se obtiene la estructura

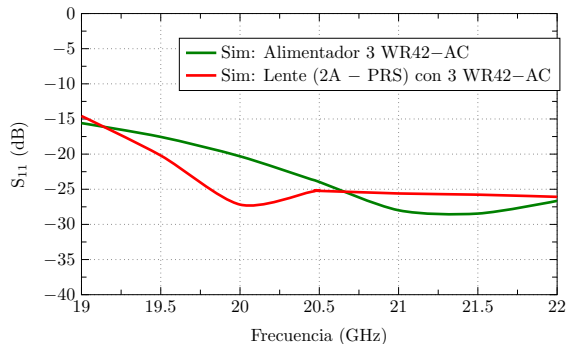


Figura 4.83: Simulación del parámetro S_{11} de lente propuestas (3 capas) con 3 alimentadores.

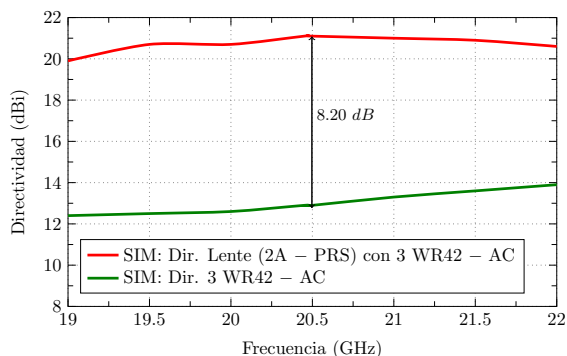


Figura 4.84: Simulación de la directividad para la lente metálica de tres capas alimentadas por tres aperturas cuadradas en fase.

metálica presentada en la Fig. 4.81(c). Además, al seguir un procedimiento similar para los tres anillos que tienen un radio interno de 22.55 mm, se llega a la estructura presentada en la Fig. 4.81(d).

Si la segunda y tercera capa de la lente propuesta tiene una separación de 4.40 mm ($0.30 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$), al incidir una onda plana con polarización vertical en el conjunto mencionado se puede obtener un punto focal. La distancia focal calculada a 20.50 GHz se encuentra en $f = 18.95$ mm, tal como se observa en la Fig. 4.82(a). Al superponer la distancia de 18.95 mm con el punto focal a la que se ubica la PRS (9.54 mm), se obtiene que la separación entre la PRS y la segunda capa es de 9.41 mm (ver Fig. 4.82(b)), quedando la geometría 3D mostrada en la Fig. 4.82(c).

La Fig. 4.83 indica el parámetro S_{11} simulado de la lente propuesta con alimentador formado por 3 aperturas cuadradas WR42-AC con plano de masa, cuando se considera que las aperturas cuadradas tienen la misma fase de alimentación. Como se observa, la estructura se encuentra bien adaptada ($S_{11} < -15$ dB) dentro del intervalo de frecuencias de interés.

La Fig. 4.84 muestra la simulación de la directividad de la lente propuesta. Como se puede observar, la directividad se encuentra por encima de 20 dB en toda la banda de 19 GHz a 22 GHz. Además, se observa una directividad máxima de 21.10 dB a 20.50 GHz.

Finalmente, en la Fig. 4.85 se presenta el diagrama de radiación de campo lejano a 20.50 GHz. La Fig. 4.85(a) muestra una directividad de 21.10 dB para la lente metálica de

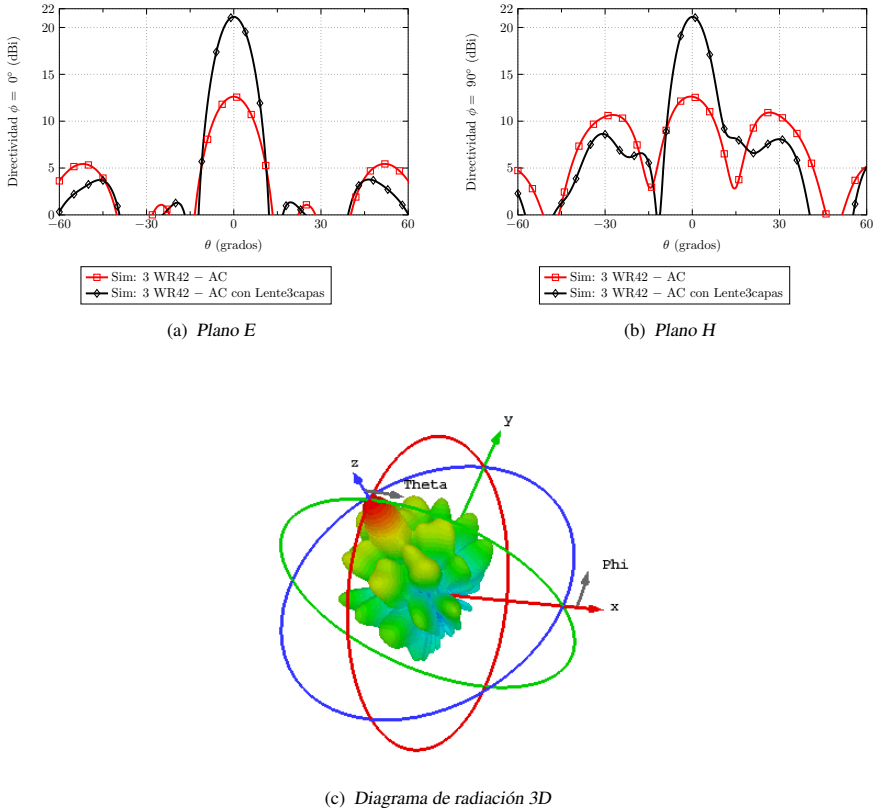


Figura 4.85: Diagrama de radiación a 20.50 GHz para la lente metálica de tres capas con triple alimentación.

tres capas propuesta, con una $SLL = -17.4$ dB en el plano E. Por otro lado, en el plano H se observa una $SLL = -12.5$ dB, resultando un diagrama simétrico, tal como se observa en la Fig. 4.85(c).

4.11. Lente metálica para estaciones base 5G

El objetivo de la presente sección es demostrar un estudio de viabilidad de una lente para una estación base en la banda de 3.4 GHz a 6 GHz, dual en polarización y con posibilidad de tener hasta 4 modos de radiación ortogonales.

La geometría de la antena se propone en la Fig. 4.86. Como se puede ver, esta estructura consta de una cavidad rectangular abierta con cuatro puntos de alimentación. Sobre la cavidad se ubica una lente metálica de una capa, cuya función es aumentar la directividad del sistema y evitar el acoplo mutuo con las antenas adyacentes del conjunto.

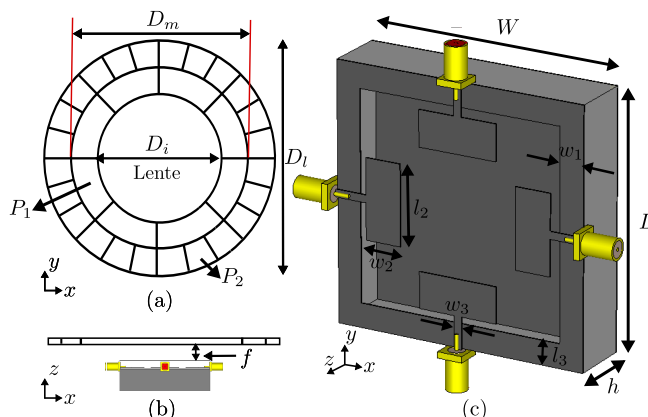


Figura 4.86: Geometría de la antena propuesta: (a) Vista frontal de la lente metálica; (b) Vista lateral; (c) Vista en 3D de la cavidad rectangular (CR).

4.11.1. Estudio de la lente mediante la TMC

En el estudio mediante la TMC realizado en la sección 2.5.2.1 para estructuras formadas por 2 anillos PEC cortocircuitados (8 y 24 sectores), en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz, se observó que se consigue un gran ancho modal en toda la banda analizada. El siguiente paso consiste en escalar y combinar las dimensiones de la estructura analizada, para que la nueva lente trabaje en el intervalo de 3 GHz a 5 GHz. La lente metálica de una capa se presenta en la Fig. 4.86(a). Como se puede ver, la lente se encuentra formada por tres anillos metálicos que tienen un ancho y espesor de 1.63 mm. Las dimensiones de los anillos son: Diámetro interno de la lente $D_i = 87.16$ mm ($1.16 \lambda_{4GHz}$), diámetro interno del anillo intermedio $D_m = 125.95$ mm ($1.68 \lambda_{4GHz}$), y $D_l = 170.60$ mm ($2.27 \lambda_{4GHz}$), que corresponde al diámetro externo de la estructura circular.

Los anillos se encuentran unidos por tiras metálicas que tienen un ancho y espesor de 1.63 mm. Al cortocircuitar los anillos, se forman los siguientes sectores: $P_1 = 112.50$ mm ($1.50 \lambda_{4GHz}$) y $P_2 = 75$ mm ($1.0 \lambda_{4GHz}$), donde P_1 (8 sectores formados por el anillo interno y el intermedio cortocircuitados) y P_2 (24 sectores constituidos por el cortocircuito del anillo intermedio y el externo) representan los perímetros de las cavidades internas de la lente.

Como se observa en la Fig. 4.86(b), sobre la antena de alimentación se ubica la lente metálica de una capa propuesta. La lente está colocada a una distancia $f = 17$ mm ($0.23 \lambda_{4GHz}$) en el eje z (ver Fig. 4.86(b)), llegando a obtener una relación $\frac{f}{D_i} = 0.10$. Se puede observar que se trata de una antena plana de bajo perfil.

4.11.2. Estructura de alimentación

La estructura de alimentación ha sido diseñada a partir de la antena de banda ancha presentada en [228], haciendo una variación de una cavidad abierta circular a rectangular. La antena propuesta tiene cuatro puntos de alimentación en modo capacitivo.

Los parámetros del diseño del alimentador se indican en la Fig. 4.86(c). El elemento de alimentación es una cavidad cuadrada que ha sido optimizada para trabajar en el intervalo de 3 GHz a 6 GHz. Sus dimensiones son: $W = 64$ mm, $w_1 = 6$ mm, $w_2 = 9$ mm, $w_3 = 1.9$ mm $L = 64$ mm, $l_2 = 20$ mm, $l_3 = 8$ mm, $h = 15$ mm y $h_2 = 0.6$ mm.

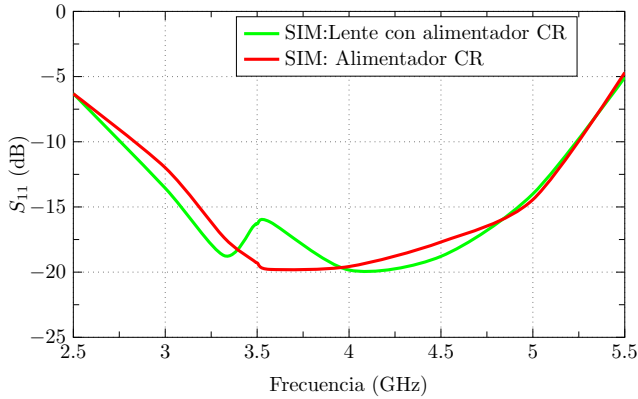


Figura 4.87: Simulación del parámetro S_{11} de la cavidad aislada (CR) y del conjunto cavidad-lente propuesta, para la configuración de alimentación diferencial y polarización vertical

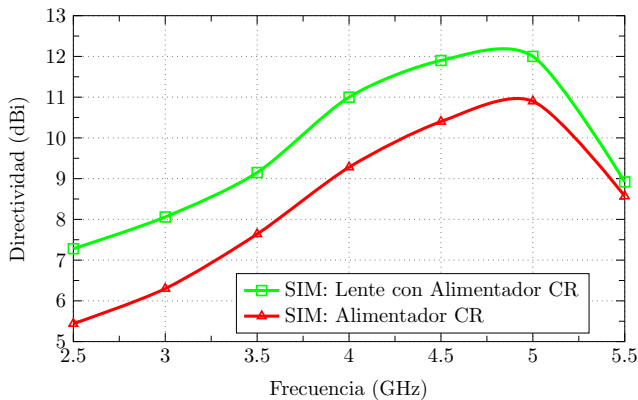


Figura 4.88: Simulación de la directividad para la cavidad aislada (CR) y para el conjunto cavidad-lente propuesta, para la configuración de alimentación diferencial y polarización vertical.

4.11.3. Resultados simulados

En la Fig. 4.87 se muestra la simulación del parámetro S_{11} para la configuración alimentador (CR) – lente alimentada en 2 puntos de alimentación en modo diferencial (polarización vertical). Como se puede ver, la antena propuesta tiene una adaptación por debajo de -10 dB para el rango de frecuencias de 3 GHz a 5 GHz.

Además, en la Fig. 4.88 se indica la directividad, tanto para la cavidad aislada (CR) como para el conjunto CR – lente. Como se observa, los valores de directividad son superiores a 8 dBi en toda la banda analizada. Además se observa que usando una lente sobre la cavidad rectangular, se consigue una directividad máxima de 12 dBi a 5 GHz, que representa una mejora de la directividad en 2 dBi respecto a la cavidad rectangular.

Sin embargo, además de generar un diagrama de radiación unidireccional en broadside usando la alimentación diferencial (ver Fig. 4.89(a)), se puede generar un diagrama de radiación cuando la alimentación es balanceada (ver Fig. 4.89(b)) o incluso generar cuatro haces individuales totalmente aislados (ver Fig. 4.89(c) y Fig. 4.89(d)), un haz por cada puerto de alimentación.

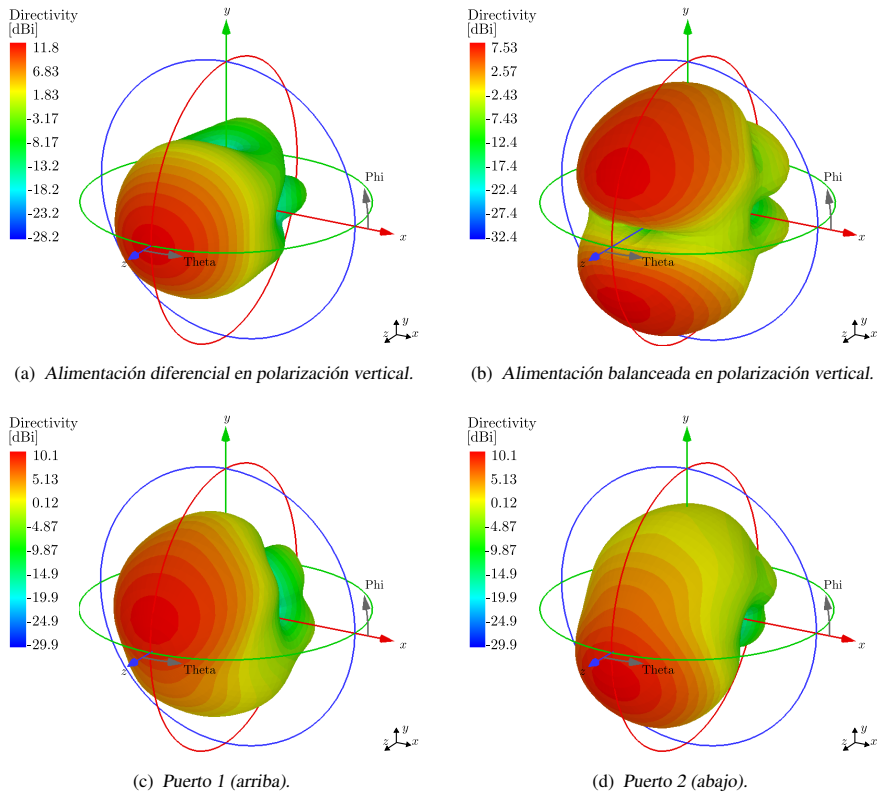


Figura 4.89: Diagramas de radiación con diferentes configuraciones, a 4.5 GHz.

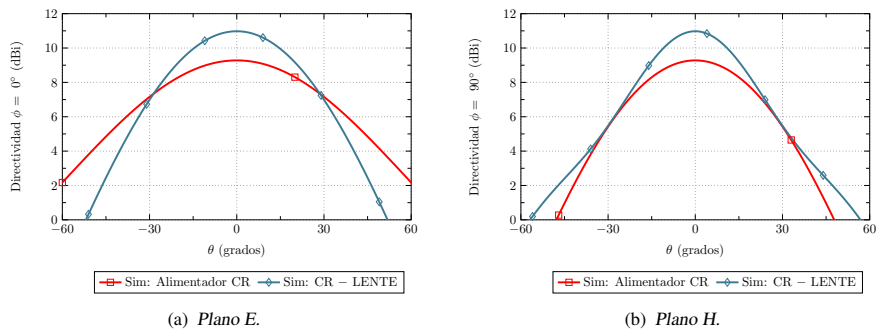


Figura 4.90: Diagrama de radiación de la cavidad aislada (CR) y del conjunto cavidad–lente propuesta, a 4 GHz, para la configuración de alimentación diferencial.

En la Fig. 4.90(a) y Fig. 4.90(b) se presentan los cortes principales del diagrama de radiación, tanto para la cavidad abierta CR como para el alimentador con la lente, a 4 GHz. Como se puede ver, con la lente se obtiene una directividad de 11 dBi, con un nivel de lóbulo principal a secundario $SLL = -16.70$ dB en el plano E y un $SLL = -14.40$ dB en el plano H.

Para obtener y aprovechar todas las opciones de los diagramas de radiación que puede generar la lente metálica propuesta, se puede utilizar un sistema electrónico para el apuntamiento del haz. Este sistema será el encargado de proporcionar todas las señales en amplitud y fase requeridas en una estación base para conseguir un gran ancho de banda dual en polarización.

4.12. Conclusiones

Se ha demostrado la utilidad de la Teoría de Modos Característicos (TMC) para el diseño de lentes de gran ancho de banda y directividad.

Se han comparado distintas estructuras de lentes metálicas, como anillos, cilindros, anillos cortocircuitados y agrupaciones de distintas estructuras circulares, llegando a concluir que la mejor opción son los anillos metálicos con dimensiones de resonancia en la dirección radial.

Las lentes presentadas han sido analizadas utilizando la TMC para evaluar la distribución de las corrientes en la estructura metálica y proporcionar una visión física del mecanismo de operación de la lente. Usando este enfoque, se han diseñado las siguientes lentes metálicas:

- Una lente formada por solo un anillo metálico con dimensiones: diámetro interno de 44 mm ($3 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$) y ancho de 15 mm ($1.02 \lambda_{20.50 \text{ GHz}}$), con el que se ha conseguido una directividad aproximada de 19 dBi. El resultado demuestra un gran ancho de banda en torno a 1.5 GHz, a la frecuencia de 20.5 GHz.
- Una estructura formada por dos anillos ubicados en dos capas, con el objetivo de que trabaje como una lente en la banda de 19 GHz a 22 GHz. La antena resultante tiene un buen nivel de adaptación y una directividad uniforme a lo largo de un gran ancho de banda. Con esta configuración se ha conseguido una directividad máxima de 18.36 dBi a 21 GHz.
- Se ha presentado un nuevo enfoque para mejorar el ancho de banda. Consiste en crear una superficie parcialmente reflectora (PRS) formada por dos anillos metálicos cortocircuitados que conforman 24 sectores. Esta estructura la ubicamos a una distancia aproximada de $\lambda/2$ con respecto a una apertura cuadrada con plano de tierra, obteniendo una mejora del ancho de banda y de la directividad comparada con la alimentación aislada. Además, con la combinación de una PRS con un anillo metálico de ancho 15 mm, se puede conseguir una directividad aproximada a 20 dBi, con un nivel SLL de -14 dB.
- Una lente de una capa formada por dos conjuntos de anillos concéntricos. La lente es alimentada por una apertura circular con anillo resonante para minimizar las pérdidas por desbordamiento. Se han propuesto dos diseños diferentes. En ambos casos, las estructuras resultantes han mejorado la polarización cruzada de la antena de alimentación, mientras se ha conseguido una máxima directividad a lo largo de un gran ancho de banda.
- Una lente formada por un conjunto de doce anillos metálicos alimentados por una guía de onda circular con anillo resonante para la banda de 9.5 GHz a 11.5 GHz. La

Capítulo 4. Diseño de lentes metálicas usando la Teoría de Modos Característicos

Tabla 4.1: Tabla resumen de los principales parámetros simulados de las lentes metálicas propuestas en este capítulo: tamaño (D) (Diámetro externo (D); altura h ; espesor t (thickness); separación capas de metal S_{capas}), frecuencia de operación (f_o), directividad máxima (D_{max}), nivel de lóbulo principal a secundario en el plano E (SLL), polarización cruzada (PC).

Antena	Tamaño Lente	f_o	D_{max} (dBi)	Otros Parámetros
Anillo (1 capa) sección 4.2	$D:5.05 \lambda_o$ $t:0.002 \lambda_o$	20.50 GHz rango: 20–21 GHz	18.98 (21 GHz)	SLL= -12.30 dB PC< -35 dB $f/D = 0.64$
2 Anillos dif.Diam. (2 capas) sección 4.3	$D:2.09 \lambda_o$ $t:0.002 \lambda_o$ $h:0.20 \lambda_o$ $S_{capas}:0.20 \lambda_o$	20.50 GHz rango: 19–22 GHz	11.19 (22 GHz)	SLL= -13.30 dB PC< -40 dB $f/D = 0.07$
2 Anillos dif.Diam. (2 capas) sección 4.3.3.1	$D:3.82 \lambda_o$ $t:0.002 \lambda_o$ $h:0.20 \lambda_o$ $S_{capas}:0.2 \lambda_o$	20.50 GHz rango: 19–22 GHz	18.36 (21 GHz)	SLL= -13.40 dB PC< -40 dB $f/D = 0.34$
PRS (1 capa) sección 4.4	$D:2.83 \lambda_o$ $t:0.02 \lambda_o$	20.50 GHz rango: 19–22 GHz	14.60	SLL= -10.20 dB PC< -58 dB $f/D = 0.23$
Anillo con PRS. (2 capas) sección 4.5	$D:5.05 \lambda_o$ $t:0.02 \lambda_o$ $h:2.55 \lambda_o$ $S_{capas}:2.55 \lambda_o$	20.50 GHz rango: 20–22 GHz	19.70 (21 GHz)	SLL= -14.30 dB PC< -50 dB $f/D = 0.13$
Anillo con 8 peq. (1 capa) sección 4.6	$D:2.22 \lambda_o$ $t:0.01 \lambda_o$	10 GHz rango: 10–14 GHz	12 (11.50 GHz)	SLL= -9.80 dB PC< -30 dB $f/D = 0.21$
12 Anillos (1 capa) sección 4.7	$D:2.56 \lambda_o$ $t:0.01 \lambda_o$	10 GHz rango: 9–11.5 GHz	12.65	SLL= -14.80 dB PC< -35 dB $f/D = 0.18$
2 Anillos con PRS (3 capas) sección 4.10	$D:3.82 \lambda_o$ $t:0.02 \lambda_o$ $S_{2A}:0.27 \lambda_o$ $S_{2A-PRS}:0.64 \lambda_o$	20.50 GHz rango: 19–22 GHz	18.74 (20 GHz)	SLL= -12.80 dB PC< -35 dB $f/D = 0.17$

estructura resultante mejora la directividad con respecto al alimentador primario a lo largo de un gran ancho de banda (más de 5 dB). La directividad máxima conseguida de la lente es de 12.88 dBi a 10 GHz. Además, se ha realizado la misma configuración cambiando los anillos por cilindros pequeños, obteniendo una directividad máxima de 14 dBi a 14 GHz.

- Una lente plana con doble alimentación formada por un conjunto de anillos metálicos distribuidos en una sola capa. Se ha optimizado la lente completa compuesta por 21 anillos distribuidos en forma de 2 círculos e iluminada por dos aperturas circulares. Se ha incluido un divisor de potencia que alimenta cada una de las aperturas circulares a partir de una guía de ondas rectangular, con el propósito de maximizar la ganancia. Como resultado se ha conseguido una lente con una directividad máxima de 16.85 dBi a 21 GHz.

Al considerar la lente de bajo perfil, el mejor resultado conseguido se encuentra en la estructura de una sola capa formada por dos anillos cortocircuitados (PRS), cuya directividad simulada corresponde a 14.60 dB en la banda de 19 GHz a 22 GHz.

Para diseños de lentes metálicas con una gran directividad, el mejor resultado obtenido se encuentran en la lente de una sola capa formada por un anillo metálico de ancho 15 mm y diámetro interno 44 mm, llegando a obtener una directividad 18 dBi de 20 GHz a 21.5 GHz. Para dos capas, la mejor estructura se encuentran en la combinación de una PRS con el anillo metálico descrito anteriormente, llegando a obtener una directividad aproximada de 20 dBi a 21 GHz.

En el siguiente capítulo se mostrarán las medidas de los prototipos fabricados de las principales lentes metálicas propuestas.

Finalmente, en la Tabla 4.1 se presenta un resumen de los principales parámetros de directividad máxima (D_{max}), SLL y polarización cruzada de las principales lentes metálicas mencionadas en este capítulo. Como los números muestran claramente se ha llegado a tener diseños de lentes de muy bajo perfil, en comparación con las principales antenas propuestas en la literatura científica cuyos resultados se recapitulan en la Tabla 4.2. Cabe indicar que se ha conseguido una lente metálica de bajo perfil usando la combinación del diseño de Fabry-Perot y el anillo metálico (dos capas), consiguiendo una directividad uniforme cercana a 20 dB. Además, se ha demostrado la viabilidad de la agrupación de lentes con una propuesta de celda unidad con múltiples resonadores acoplados en una sola capa. Con este diseño, se presenta la lente de tres capas alimentada por una agrupación de tres aperturas cuadradas con plano de masa, obteniendo una directividad superior a 20 dB.

Capítulo 4. Diseño de lentes metálicas usando la Teoría de Modos Característicos

Tabla 4.2: Tabla comparativa de las principales lentes formadas por solo metal, o metamateriales (Metamat.) como los transmitarrays (Transmita) o reflectarrays (Reflecta) propuestas en la literatura científica considerando: tamaño (Diámetro externo D); longitud L ; espesor t (thickness); altura h ; ancho w ; separación capas de metal S_{capas}), frecuencia de operación (f_o), ganancia máxima (G_{max}), nivel de lóbulo principal a secundario en el plano E (SLL), polarización cruzada (PC), material dieléctrico (MD).

Antena	Tamaño Lente	f_o	G_{max} (dBi)	Otros Parámetros
Geodesic	$D: 7.47 \lambda_o$	28 GHz	18.82	SLL = -19.50 dB
Luneburg	$h: 0.75 \lambda_o$	rango:	(36 GHz)	PC —
[180]	$t: 0.19 \lambda_o$	25.5–36 GHz		MD : No
10 guías diferente.	$D: 10.58 \lambda_o$	412.50 GHz	27.60	SLL ~ -10 dB
ancho	$L: 6.74 \lambda_o$	rango:	(412.50 GHz)	PC < -30 dB
[79]		370–460 GHz		MD : No $f/D = 0.92$
Matriz FSS	$D: 2.60 \lambda_o$	20.45 GHz	16.70	SLL = -11.36 dB
(3 capas).	$t: 0.02 \lambda_o$	rango:	(19.80 GHz)	PC < -30 dB
[76]	$h: 0.69 \lambda_o$ $S_{capas}: \lambda_o/3$	19.70–21.20 GHz		MD : No $f/D = 0.25$
Metamat. GRIN	$D: 10 \lambda_o$	10 GHz	17.70	SLL = -15 dB
[194]	$t: 2 \lambda_o$ $h: \lambda_o/2$	rango:	(10 GHz)	PC < -15 dB MD : Si $f/D = 0.70$
Parche. cruzado	$D: 4.42 \lambda_o$	10.20 GHz	19.40	SLL ~ -11 dB
(4 capas)	$t: 0.07 \lambda_o$	rango:	(10.20 GHz)	PC —
[195]	$h: 0.28 \lambda_o$ $S_{capas}: 0.07 \lambda_o$	9.40–10.60 GHz		MD : Si $f/D = 0.26$
Transmita (4 capas)- Reflecta	$D: 6 \lambda_o$	12 GHz	22.80	SLL ~ -11 dB
[196]	$L: 6 \lambda_o$ $h: 0.76 \lambda_o$ $S_{capas}: 0.24 \lambda_o$	rango:	(12.25 GHz)	PC < -20 dB MD : Si $f/D = 0.30$
Anillos ret. fase Reflecta	$D: 10.64 \lambda_o$	12 GHz	26	SLL ~ -20 dB
[183]	$h: 0.11 \lambda_o$	rango:	(12.25 GHz)	PC < -26 dB MD : Si $f/D = 0.77$
Transmita (3 capas)	$D: 5.33 \lambda_o$	20 GHz	15.30	SLL ~ -11 dB
[229]	$h: 1.33 \lambda_o$ $S_{capas}: 0.25 \lambda_o$	rango:	(20 GHz)	PC < -15 dB MD : Si $f/D = 0.69$
		19–21 GHz 29–31 GHz		

Capítulo 5

Prototipos de validación

En este capítulo, las novedosas lentes metálicas introducidas en el capítulo 4 son evaluadas experimentalmente, obteniendo resultados interesantes en términos de directividad y ganancia, confirmando la aplicabilidad de la TMC en el diseño de lentes metálicas para sistemas de comunicaciones inalámbricas y 5G.

En este capítulo se muestran los resultados experimentales de las lentes diseñadas para dos bandas de frecuencias: 10 GHz a 14 GHz, y de 19 GHz a 22 GHz.

5.1. Introducción

Las lentes metálicas en la vida real hacen uso de conductores reales para su construcción. Para la fabricación de una lente metálica, es necesario seleccionar un material que sea mecánica y electromagnéticamente estable. Los materiales conductores vendrán caracterizados por su parámetro de conductividad. Los conductores típicos más usados en la fabricación de lente empleados en esta tesis se presentan en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1: Conductores típicos usados en la fabricación de antenas [27].

Material	Conductividad (S/m)
Cobre	5.8×10^7
Aluminio	3.54×10^7

Para el ensamblado de la lente con el alimentador se utiliza *foam*, que es un material que tiene una permitividad aproximada de 1.01, cuyo valor se aproxima a la permitividad del aire considerada en las simulaciones realizadas en las lentes propuestas.

5.2. Fabricación de prototipos

El laboratorio del Grupo de Radiación Electromagnética (GRE) del Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (iTEAM) dispone del equipamiento necesario

para realizar las actividades de caracterización (ver Anexo B), para de esta manera validar los resultados obtenidos en los diseños de lentes propuestas en el capítulo 4 mediante simulación electromagnética.

La verificación de la antena determina, primero, si las dimensiones físicas de la antena están de acuerdo con el diseño propuesto y, luego, si la antena cumple con las especificaciones. Para esta segunda parte, se miden normalmente el diagrama de radiación de la antena, así como el parámetro S_{11} .

En este caso, se han dividido los prototipos fabricados para dos bandas de frecuencias: Para la banda de 10 GHz a 14 GHz se presentan dos prototipos fabricados, el primero formado por un anillo central con 8 anillos de diámetro más pequeño alrededor (sección 4.6), y la segunda estructura metálica formada por 12 anillos metálicos alrededor de un círculo analizada en la sección 4.7. En cambio, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz, se tienen dos prototipos: el primero consta de una lente metálica formada por dos anillos metálicos distribuidos en dos capas (sección 4.3), y la segunda estructura se encuentra constituida por una sola capa de dos anillos cortocircuitados (sección 4.4). Las medidas de las lentes metálicas mencionadas se detallan a continuación.

5.2.1. Banda de 10-14 GHz

En esta sección se presenta la construcción de dos prototipos de lentes, el primero formado por un anillo central con 8 anillos de diámetro pequeño alrededor, y la segunda estructura metálica formada por 12 anillos metálicos alrededor de un círculo. Ambas estructuras se encuentran alimentadas por una apertura circular con anillo resonante. Se presentan las medidas de adaptación y ganancia de las antenas propuestas.

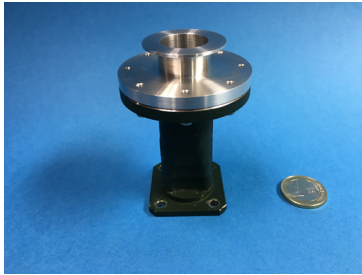
5.2.1.1. Lente formada por un anillo central con 8 anillos pequeños alrededor

Para la implementación del primer prototipo, se considera la geometría indicada en la Fig. 4.41. Esta lente se encuentra analizada en la sección 4.6, donde la estructura metálica ha sido modelada con cobre y la antena de alimentación con aluminio.

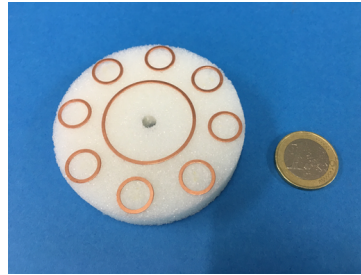
La Fig. 5.1 muestra el prototipo fabricado, donde se puede observar la estructura de alimentación y de la lente. Como se puede observar en la Fig.5.1(a), el alimentador está construido mediante aluminio y se encuentra formado por una apertura circular con anillo resonante unido a una transición de guía rectangular a guía circular (modelo FLANN 1764). El modelo comercial FLANN 1764 tiene una longitud corta de guía de onda rectangular WR75, con una sección escalonada cónica que conduce a una guía de onda circular con un diámetro interno de 19.35 mm. Note que el área de radiación de la guía circular con anillo resonante es más grande que el de la apertura circular, lo que produce una mayor ganancia en el alimentador y permite limitar la energía dentro de la lente, minimizando así la fuga lateral.

Las dimensiones físicas optimizadas de la lente (ver la geometría de la Fig. 4.41) son: Diámetro interno del anillo central $D_c = 31.35$ mm, rodeado por 8 anillos metálicos de diámetro interno $D_i = 9.65$ mm. Los anillos se fabrican con cobre adhesivo como se muestra en la Fig.5.1(b), donde los anillos pequeños tienen un ancho de $w = 1.27$ mm y espesor $t = 0.35$ mm, y se encuentran ubicados en una circunferencia de radio $R = 27.30$ mm.

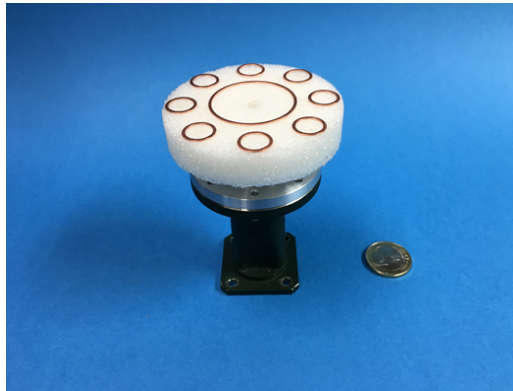
Cabe resaltar que el material *foam* es usado para separar la lente del alimentador, quedando finalmente la antena fabricada en su conjunto tal como se indica en la Fig. 5.1(c).



(a) Vista lateral del alimentador (FLANN1764 con GC-AR)



(b) Lente de una sola capa con foam (8A-1C)



(c) Vista superior de la lente plana (Lente 8A-1C)

Figura 5.1: Prototipo de lente plana para la banda de 10 GHz a 12 GHz, propuesta en la sección 4.6.

Teniendo fabricada la lente metálica, el siguiente paso consiste en realizar la evaluación de la antena propuesta.

El comportamiento de la antena se evalúa a partir de mediciones de la adaptación y del campo radiado por la misma. Estas mediciones permiten determinar si las especificaciones de la antena están de acuerdo al diseño propuesto.

La Fig. 5.2 muestra una fotografía de la lente propuesta ubicada en la cámara anecoica que posee el laboratorio del GRE, donde la estructura de la cámara se indica en el apéndice B.

Para validar la lente metálica propuesta, se procede a medir primeramente la adaptación de la antena y compararla con los valores obtenidos en la simulación, que se han presentado en la sección 4.6. El resultado de la comparación se indica en la Fig. 5.3, donde se observa que la antena se encuentra adaptada ($S_{11} < -12 \text{ dB}$) en el intervalo de 10 GHz a 14 GHz.

La Fig. 5.4 muestra los resultados de la máxima directividad simulada y medida para la antena propuesta (LENTE 8A-1C), en comparación con la máxima directividad de la transición de guía rectangular a circular modelo FLANN 1764 sola y con la antena de alimentación FLANN 1764 unida a la guía circular con anillo resonante (FLANN 1764 con GC-AR). Como se puede observar, se tiene un buen nivel de coincidencia entre los valores medidos y simulados de la antena. La directividad medida máxima obtenida de la lente pro-

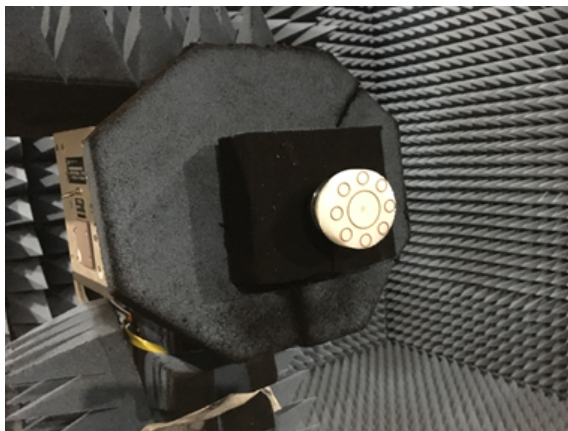


Figura 5.2: Proceso de medida del diagrama de radiación de la lente propuesta en la cámara anecoica que posee el GRE.

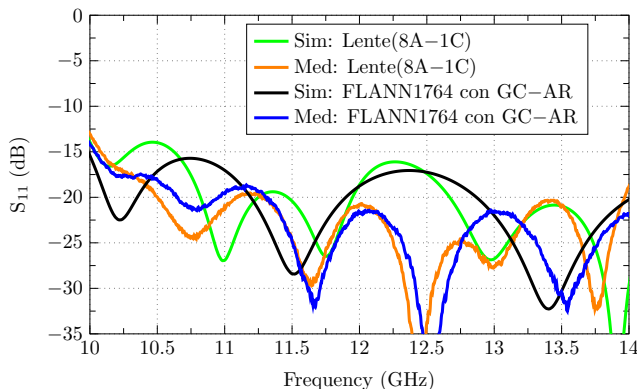


Figura 5.3: Comparación de la medida (Med) y simulación (Sim) del parámetro S_{11} de la lente metálica propuesta, para el intervalo de 10 GHz a 14 GHz.

puesta es de 12.30 dB a 11 GHz, que corresponde a un aumento de directividad de 4.30 dB con respecto a la transición FLANN1764 aislada.

Finalmente, en la Fig. 5.5(a) se presenta la medida del diagrama de radiación 3D de la antena propuesta a 12 GHz, donde se observa una simetría en el diagrama, mientras que al comparar los cortes del diagrama de campo lejano medidos (MED) y simulados (SIM) en los planos principales XZ–YZ (ver Fig. 5.5(b)), los valores obtenidos son similares. Además, como se muestra en la Fig. 5.5(c), la lente propuesta presenta una mejora en la polarización cruzada (crosspolar) en el plano X–Z, donde el nivel de polarización cruzada en relación a la polarización de referencia (copolar) se encuentra por debajo de 30 dB.

5.2.1.2. Lente compuesta por un conjunto de 12 anillos metálicos

En la sección 4.7, se propuso una nueva lente de una sola capa destinada a operar a partir de 10 GHz. En esta sección se presenta el prototipo fabricado de la antena propuesta y las principales medidas realizadas.

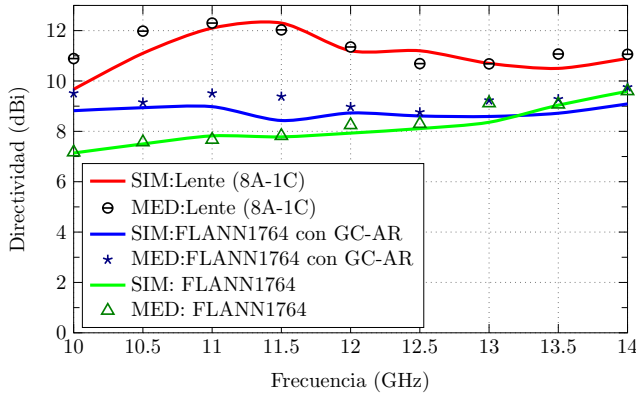
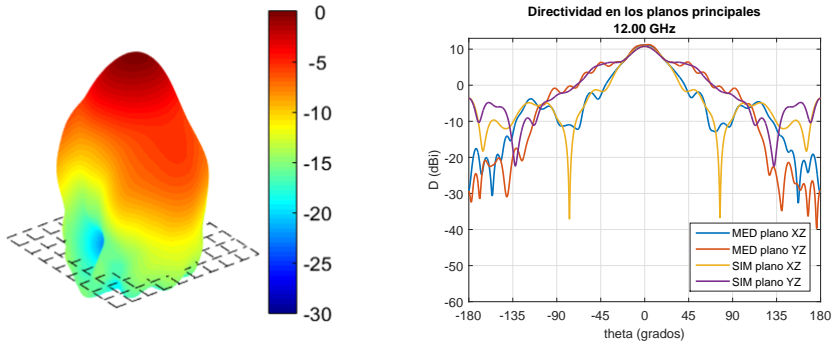
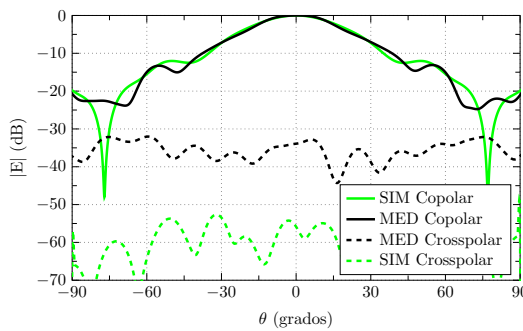


Figura 5.4: Comparación de la medida (MED) y simulación (SIM) de la directividad máxima obtenida para la lente metálica propuesta formada por 8 anillos metálicos alrededor de un anillo central (8A-1C), junto al FLANN 1764 con GC-AR y el FLANN 1764 sólo, en el intervalo de 10 GHz a 14 GHz.



(a) Diagrama de radiación 3D medido

(b) Directividad de la lente en los planos principales



(c) Polarización cruzada en el plano X-Z

Figura 5.5: Diagrama de radiación y polarización cruzada de la lente metálica de una capa propuesta (lente 8A-1C), a 12 GHz.

En el diseño propuesto se ha utilizado una transición de guía rectangular a circular (modelo FLANN 1764) para permitir la alimentación de la estructura por medio de una

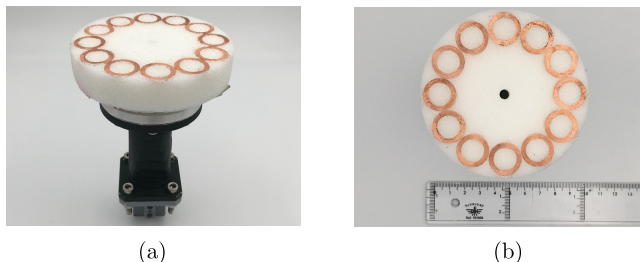


Figura 5.6: Imágenes del prototipo fabricado: (a) Estructura completa; (b) Lente.

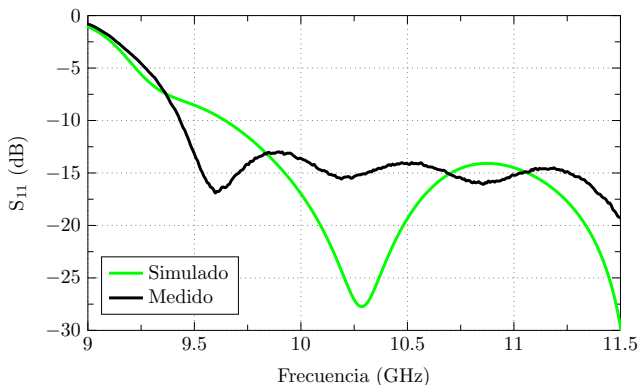


Figura 5.7: Parámetro S_{11} de la lente metálica propuesta, de 9 GHz a 11.5 GHz.

guía de onda rectangular estándar WR42. La Fig. 5.6 muestra las dos imágenes del prototipo fabricado. El alimentador formado por una guía de onda circular con anillo resonante ha sido fabricado en aluminio con una fresadora de control numérico y ha sido unido a la transición, como se puede observar en la Fig. 5.6(a). Los anillos metálicos han sido fabricados con cobre y se adhieren a una capa de *foam* con la misma altura que la distancia focal calculada en la sección 4.7, para garantizar la correcta separación entre la lente y el alimentador (ver Fig. 5.6(b)).

La Fig. 5.7 muestra la medida del parámetro S_{11} de la lente metálica. Como se puede observar, los resultados medidos y simulados son bastante similares, con una buena adaptación ($S_{11} < -10$ dB) a partir de 9.5 GHz aproximadamente, en ambos casos. Este nivel se mantiene hasta 11.5 GHz. La respuesta podría haberse extendido más allá del límite de la frecuencia superior, pero como se verá más adelante, la ganancia decae en 11 GHz, y por lo tanto, no vale la pena considerar un ancho de banda mayor.

El diagrama de radiación 3D medido a 10 GHz para la lente propuesta es simétrico, tal como se puede ver en la Fig. 5.8(a). Además, la Fig. 5.8(b) y Fig. 5.8(c) muestran los diagramas de radiación medidos en los planos E y H, respectivamente, a 10 GHz. Como se puede observar, ambos planos presentan igual ancho del haz de -3 dB y la misma forma del haz principal, garantizando un buen nivel de polarización cruzada, por debajo de -35 dB dentro del haz principal (ver Fig. 5.8(d)).

La Fig. 5.9 indica la máxima ganancia de la antena en diferentes frecuencias. Como se puede ver, la ganancia máxima se encuentra por encima de 11.8 dBi y la eficiencia de radiación por encima del 90%, desde 9.5 GHz a 11.5 GHz. Esta alta eficiencia es debida

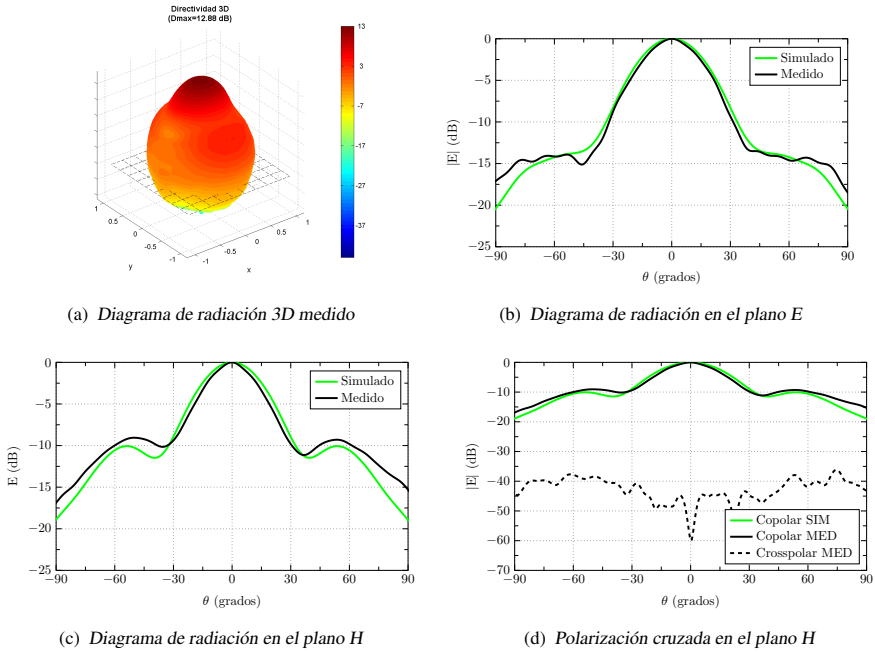


Figura 5.8: Medida (MED) del diagrama de radiación y de la polarización cruzada para la lente metálica de una capa formada por 12 anillos metálicos, a 10 GHz.

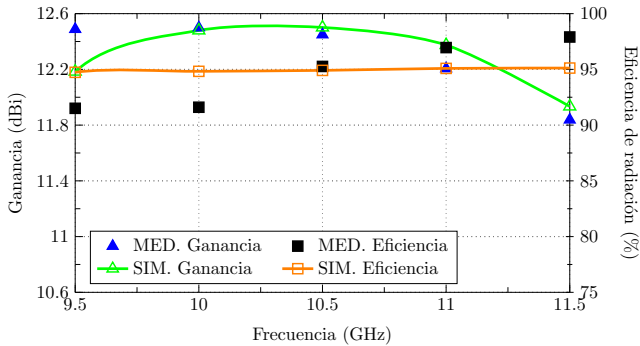


Figura 5.9: Ganancia máxima y eficiencia medida (MED) y simulada (SIM) de la lente formada por 12 anillos metálicos, para el intervalo de 9 GHz a 11.5 GHz.

a la utilización de materiales de bajas pérdidas en la construcción del prototipo. Note el decaimiento de la ganancia de 11 GHz a 11.5 GHz, ya que a estas frecuencias los anillos se encuentran lejos de la resonancia (se puede observar que $\alpha_n < 150^\circ$ en la Fig. 4.54) y, en consecuencia, el rendimiento empeora.

Finalmente, la máxima directividad obtenida es de 12.88 dBi a 10 GHz, lo que corresponde a un aumento de la directividad de 5.71 dB con respecto al alimentador, como puede ser observado en la Fig. 5.10.

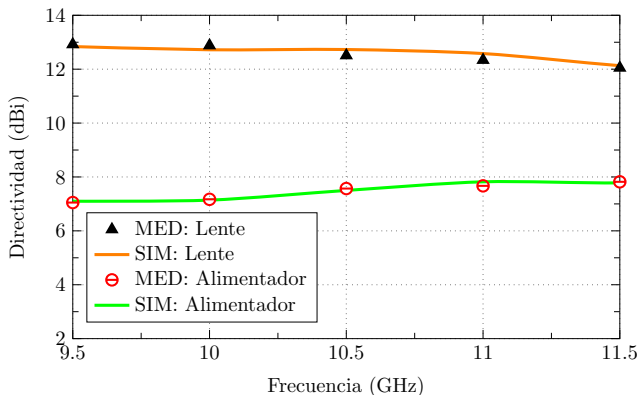


Figura 5.10: Comparación de la máxima directividad medida (MED) y simulada (SIM) de la lente formada por 12 anillos metálicos y el alimentador aislado.

Resumiendo las estructuras resultantes mostradas mejoran la máxima directividad con respecto al alimentador aislado a lo largo de un gran ancho de banda y proporcionan un buen nivel de polarización cruzada.

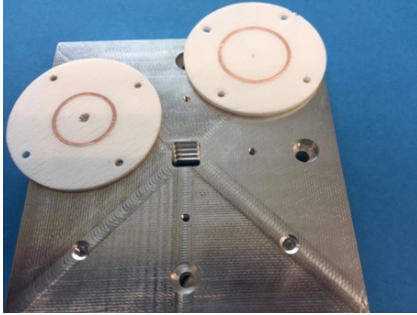
5.2.2. Banda de 19-22 GHz

En esta sección se presentan los siguientes prototipos de diseños de lentes metálicas: La antena formada por dos anillos metálicos distribuidos en dos capas, la lente de una sola capa formada por dos anillos cortocircuitados, y la lente formada por sólo un anillo metálico. Se presentan las medidas de directividad, ganancia, y adaptación de los prototipos mencionados.

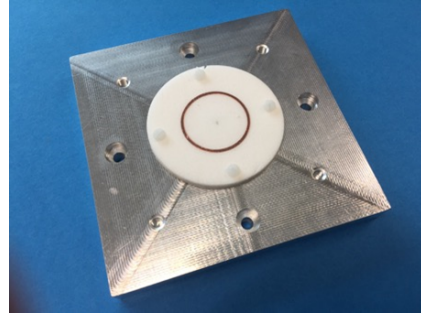
5.2.2.1. Lente metálica de dos capas formada por dos anillos de distinto diámetro

En esta parte se implementa el prototipo de una lente metálica que funciona en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz. La lente consta de dos anillos metálicos distribuidos en dos capas e iluminados por una apertura cuadrada. El diseño de la antena se ha explicado en la sección 4.3. La construcción del prototipo y los resultados experimentales más relevantes se explican a continuación.

El prototipo completo de la lente metálica de dos capas se muestra en la Fig. 5.11. Como se puede observar en la Fig. 5.11(a), el elemento de alimentación es una apertura cuadrada construida con aluminio, en el cual el tamaño de la apertura de longitud $L = 10.668$ mm es obtenido al ampliar de forma escalonada una guía rectangular estándar WR42. El plano de masa acoplado a la guía WR42-AC se utiliza para mejorar la ganancia de la apertura, cuyas dimensiones se han presentado en la sección 3.7.3.2. Además, se muestran los dos anillos metálicos fabricados con cobre, que tienen un espesor de 0.035 mm y un ancho de 1.37 mm. El diámetro interior es $D_i = 22$ mm para el anillo pequeño y $D_i = 27.87$ mm para el anillo grande. Ambos anillos están pegados en la *foam*, cuya altura corresponde a la distancia focal $f = 2$ mm para el anillo pequeño y altura $h = 3$ mm para el anillo grande. El elemento principal de la alimentación es una apertura cuadrada colocada a una distancia $f = 2$ mm



(a) Dos anillos metálicos de distinto diámetro y alimentador



(b) Estructura completa de la lente de dos capas

Figura 5.11: Fotografía de la lente plana de dos capas para trabajar en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz, propuesta en la sección 4.3.

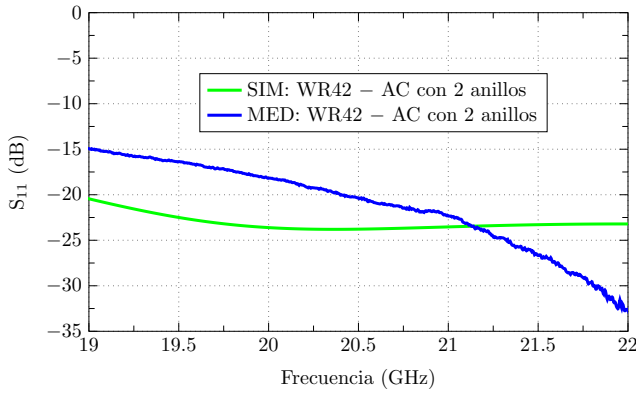
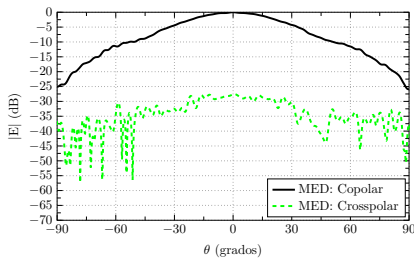
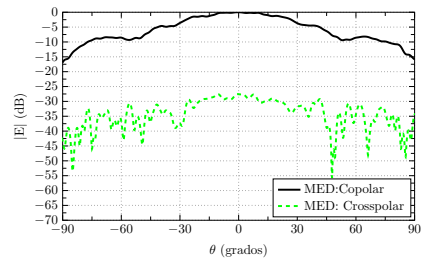


Figura 5.12: Parámetro S_{11} medido (MED) y simulado (SIM) para la lente metálica de dos capas presentada en la Fig. 5.11, para trabajar en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.



(a) Plano E



(b) Plano H

Figura 5.13: Medida (MED) de la componente copolar y crosspolar del diagrama de radiación en el plano E y H a 20.50 GHz, para la lente plana de dos capas propuesta.

de la lente de dos capas en el eje z , siguiendo el esquema indicado en la Fig. 4.18(a). La estructura completa de la lente metálica se observa en la Fig. 5.11(b).

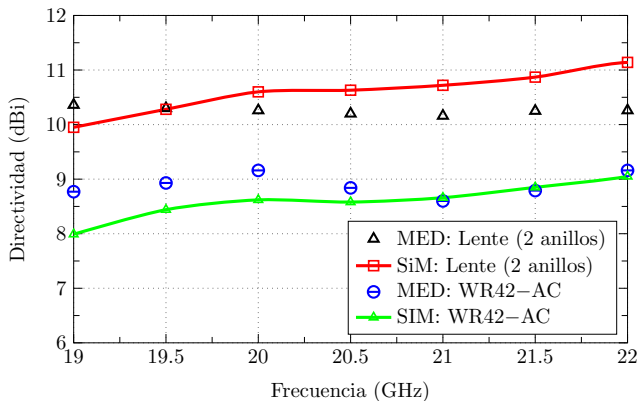


Figura 5.14: Comparación de la máxima directividad medida (MED) y simulada (SIM) para la lente formada por 2 anillos metálicos ubicados en dos capas y para el alimentador WR42-AC aislado.

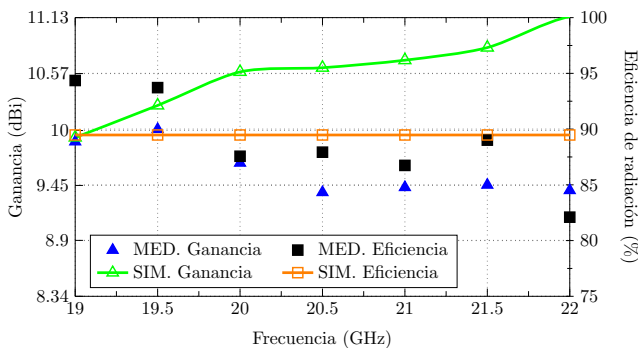


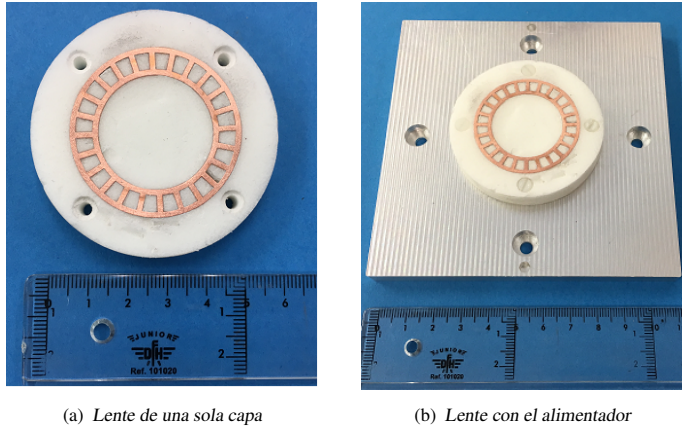
Figura 5.15: Ganancia máxima junto con la eficiencia medida (MED), y simulada (SIM), de la lente formada por los 2 anillos metálicos de diferente diámetro distribuidos en dos capas presentado en la Fig. 5.11, para el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

La Fig. 5.12 presenta el parámetro S_{11} simulado y medido para la antena propuesta. Los resultados indican un buen nivel de adaptación ($S_{11} < -15$ dB) en toda la banda de 19 GHz a 22 GHz.

La Fig. 5.13 muestra la medida de la componente copolar y crosspolar del diagrama de radiación en el plano E (ver Fig. 5.13(a)) y H (ver Fig. 5.13(b)), a 20.50 GHz. Como se puede observar, la componente de polarización cruzada (crosspolar) se encuentra 28 dB por debajo de la componente copolar del haz principal.

Además, en la Fig. 5.14 se compara la máxima directividad de la lente propuesta con la antena de alimentación WR42-AC aislada. El resultado indica que la máxima directividad medida en la lente propuesta es de 10.50 dBi a 19 GHz, 20.50 GHz y 21 GHz, lo que corresponde a un incremento de 2 dB con respecto a la medida obtenida de la directividad del alimentador WR42-AC aislado.

Por último, en la Fig. 5.15 se expone la máxima ganancia de la antena en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz. Como se puede ver, la ganancia máxima se encuentra por encima de 8.90 dBi y la eficiencia de radiación sobre el 80%.



(a) Lente de una sola capa

(b) Lente con el alimentador

Figura 5.16: Prototipo de lente plana de una sola capa formada por dos anillos cortocircuitados para trabajar en la banda de 19 GHz a 22 GHz, cuyo diseño fue propuesto en la sección 4.4.

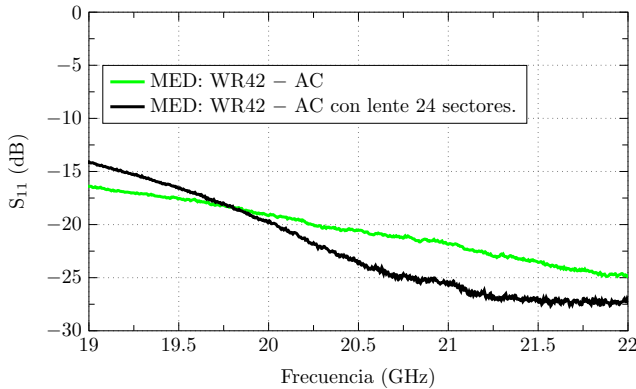


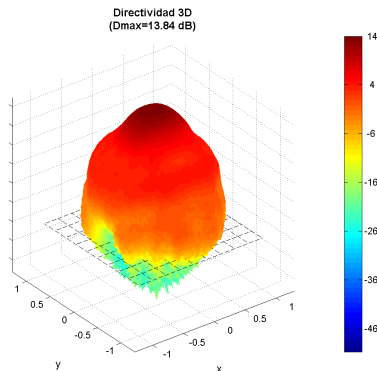
Figura 5.17: Parámetro S_{11} medido (MED) para la lente metálica formada por dos anillos cortocircuitados presentada en la Fig. 5.16(b), para trabajar en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.

5.2.2.2. Lente de una capa formada por dos anillos metálicos cortocircuitados

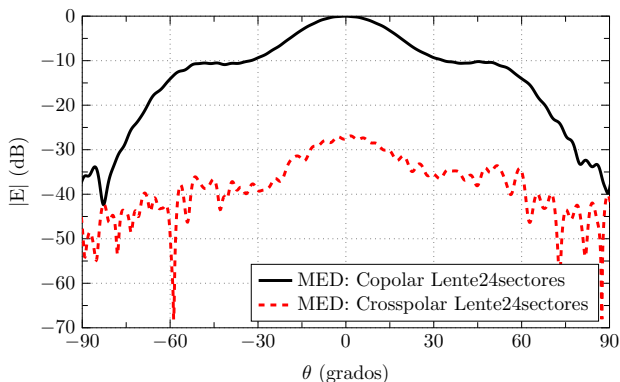
En este apartado se presenta una antena de bajo perfil formada por dos anillos metálicos con tiras que cortocircuitan ambos anillos, conformando una antena con 24 sectores. Se presentan las medidas de adaptación y directividad para esta lente metálica de una sola capa, que ha sido analizada y optimizada en la sección 4.4.

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos en la sección 4.4, los valores óptimos de la lente metálica fabricada en cobre son: Diámetro interno $D_i = 27.87$ mm, separación de los dos anillos $h = 4.04$ mm, ancho de la tira $w = 1.37$ mm, lo cual significa un diámetro externo de la estructura correspondiente a 41.43 mm, y un espesor del cobre de 0.35 mm. La lente fabricada se muestra en la Fig. 5.16(a), la cual se encuentra unida a una capa de *foam* de la misma altura que la distancia focal $f = 9.54$ mm calculada (ver Fig. 4.30(b)).

La antena de alimentación (WR42-AC) ha sido fabricada en aluminio (ver Fig. 3.40(b)). El alimentador es una apertura cuadrada (10.66 mm \times 10.66 mm). Con este tamaño se garantiza una reducción de -10 dB de campo en el borde la lente. La apertura se coloca



(a) Diagrama 3D medido para la lente de una sola capa



(b) Componente copolar y crosspolar del diagrama de radiación de la lente propuesta, en el plano E

Figura 5.18: Medida (MED) del diagrama 3D y de la componente copolar y crosspolar del diagrama de radiación de la lente a 20.50 GHz, cuyo diseño fue propuesto en la sección 4.4.

en un plano de tierra de dimensiones 90 mm × 90 mm. La apertura es alimentada por una transición de longitud $l = 10.66\text{mm}$, para permitir la alimentación de la estructura por medio de una guía rectangular estándar. La Fig. 5.16(b) muestra la imagen del prototipo fabricado con el alimentador.

Para validar el rendimiento de la lente metálica de una sola capa propuesta, se ha medido el parámetro S_{11} , como se indica en la Fig. 5.17. Como se puede observar, los resultados medidos del alimentador solo (WR42– AC) y de la lente con la estructura de alimentación presentan un buen nivel de adaptación ($S_{11} < -14\text{ dB}$), de 19 GHz a 22 GHz.

La medida del diagrama de radiación 3D de la lente a 20.50 GHz se presenta en la Fig. 5.18(a), donde se observa simetría en el diagrama. Además, la componente copolar y cruzada (crosspolar) medida del diagrama a la frecuencia central (20.50 GHz) se muestra en la Fig. 5.18(b), donde se observa un buen nivel crosspolar (por debajo de -27 dB) medido en el plano E.

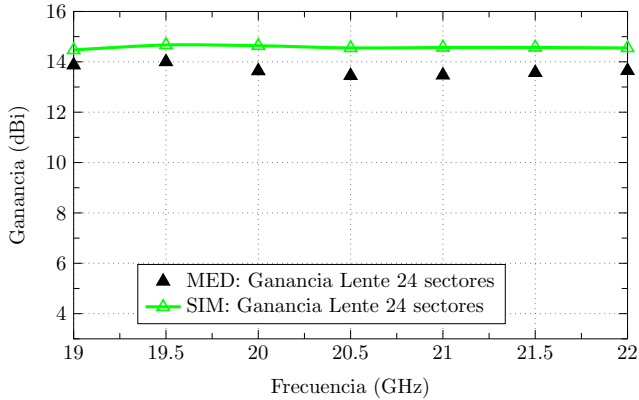
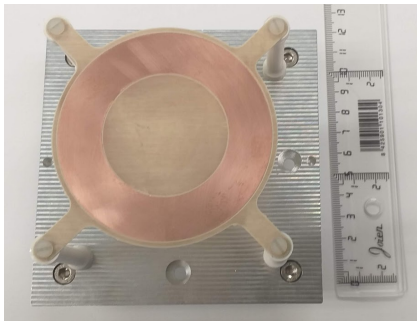
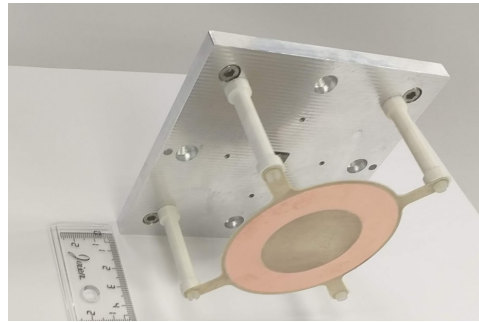


Figura 5.19: Comparación de la ganancia máxima medida (MED) y simulada (SIM) para la lente metálica propuesta, en el intervalo de 19 GHz a 22 GHz.



(a) Vista frontal



(b) Vista de perfil

Figura 5.20: Fotografía de la lente plana de una sola capa presentada en la sección 4.2 propuesta para trabajar en el intervalo de 20 GHz a 21.50 GHz.

La Fig. 5.19 muestra que la ganancia máxima medida es de 14 dB a 19 GHz, lo que corresponde a un aumento de 5.23 dB con respecto a la medida obtenida del alimentador aislado.

5.2.2.3. Lente metálica de una capa formada por un anillo eléctricamente grande.

En esta parte se expone el prototipo de la lente metálica de una sola capa formada por solo un anillo metálico con la geometría mostrada en la Fig. 4.2(a), sobre una apertura cuadrada con plano de masa. El diseño de la antena se ha comentado en la sección 4.2. La construcción del prototipo y los resultados experimentales más importantes se describen a continuación.

La Fig. 5.20(a) muestra el prototipo fabricado, donde se puede ver la estructura de alimentación (apertura cuadrada con plano de masa) con el anillo metálico. Como se puede ver, la lente se encuentra formada por solo un anillo metálico, que se ha fabricado en cobre con las siguientes dimensiones: diámetro externo $D = 74$ mm, diámetro interno $D_i = 44$ mm, ancho $w = 15$ mm y espesor $t = 0.035$ mm. Esta estructura se junta con una capa delgada

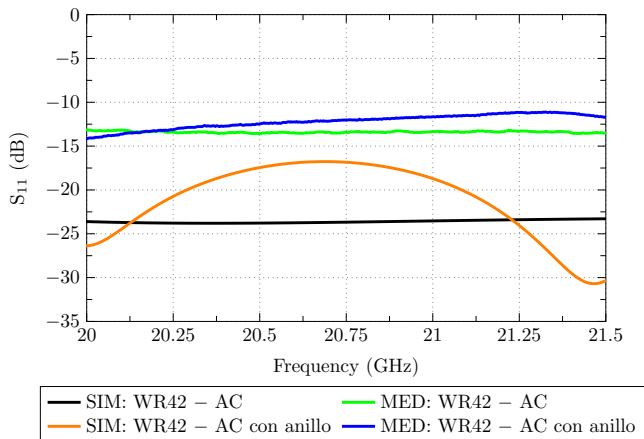


Figura 5.21: Comparación del parámetro S_{11} medido (MED) y simulado (SIM) para la lente presentada en la Fig. 5.20 en el intervalo de 20 GHz a 21.5 GHz.

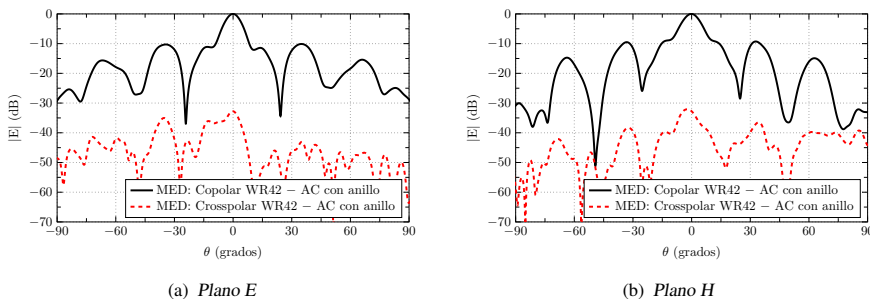


Figura 5.22: Medida (MED) de la componente copolar y cruzada (crosspolar) del diagrama de radiación en el plano E y H a 20.50 GHz, para la lente plana de una capa propuesta en la Fig.5.20.

de *foam* que se une a la estructura de alimentación mediante cuatro tornillos dieléctricos en las cuatro esquinas, lo suficientemente alejados de tal forma que no afecten la radiación del alimentador, como se observa en la Fig. 5.20(b). Los tornillos tienen la misma altura que la distancia focal $f = 46.99$ mm calculada (ver Fig. 4.5).

Además, la antena de alimentación (WR42-AC) se ha fabricado con aluminio. Principalmente se encuentra formada por una pequeña bocina mecanizada (longitud $l = 10.66$ mm) para permitir una transición suave de guía rectangular WR42 a una apertura cuadrada con dimensiones de 10.66 mm \times 10.66 mm. Note que la bocina se encuentra mecanizada en un plano metálico de aluminio como se observa en la Fig. 5.20(b).

La Fig.5.21 presenta la comparación del parámetro S_{11} medido (MED) y simulado (SIM) de la lente metálica de una sola capa propuesta (WR42 - AC con anillo). Como se puede ver, la antena muestra un buen nivel de adaptación ($S_{11} < -10$ dB) en toda la banda de 20 GHz a 21.50 GHz.

A la frecuencia de diseño (20.50 GHz), en la Fig. 5.22 se indica la medida de la componente copolar y crosspolar del diagrama de radiación en el plano E (ver Fig. 5.22(a)) y plano H (ver Fig. 5.22(b)). Como se puede observar, la componente de polarización cruzada (crosspolar) se encuentra 30 dB por debajo de la componente copolar del haz principal.

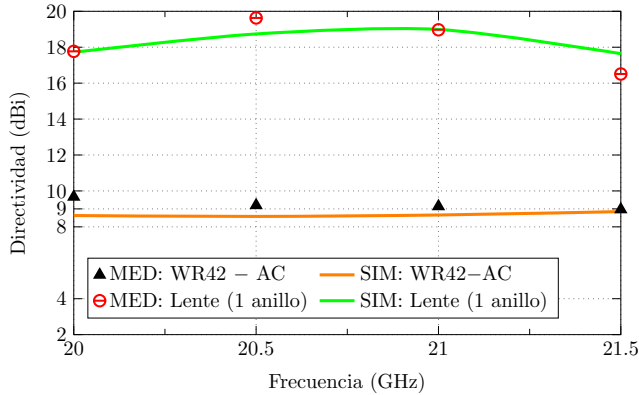


Figura 5.23: Comparación de la máxima directividad medida (MED) y simulada (SIM) para la lente de una capa formada por un anillo metálico y el alimentador WR42-AC aislado, en el intervalo de 20 GHz a 21.50 GHz.

En la Fig. 5.23 se compara la máxima directividad de la lente (1 anillo) con la antena de alimentación WR42-AC aislada. El resultado indica que la máxima directividad medida en la lente propuesta es de 19.63 dB a 20.50 GHz, lo que corresponde a un incremento de 10.43 dB con respecto a la medida obtenida de la directividad del alimentador WR42-AC aislado.

5.3. Resumen

En este capítulo, se han presentado las medidas de una lente metálica de una sola capa, formada por un anillo metálico central rodeado por ocho anillos pequeños, sobre una apertura circular con anillo resonante. Los resultados muestran una mejora de la polarización cruzada de la antena de alimentación, que conlleva a un diagrama de radiación simétrico y un aumento de la ganancia para la banda de 10 GHz a 14 GHz.

Además, se ha fabricado la lente metálica formada por doce anillos metálicos. La guía circular con anillo resonante unido a la transición de guía rectangular a guía circular modelo FLANN 1764 se utiliza como alimentación principal de la lente. La estructura resultante mejora la máxima ganancia con respecto al alimentador a lo largo de un gran ancho de banda (más de 5 dB) y proporciona un buen nivel de polarización cruzada (mejor de -35 dB), de 9.5 GHz a 11 GHz.

También se ha fabricado una lente formada por dos anillos de diferente diámetro ubicados en dos capas. La estructura tiene un buen nivel de adaptación y una ganancia uniforme a lo largo de un gran ancho de banda comprendido en el rango de 19 GHz a 22 GHz.

En la lente de bajo perfil formada por una sola capa de dos anillos metálicos cortocircuitados, alimentada por una apertura cuadrada con plano de tierra, se observa un buen nivel de polarización cruzada (mejor que -27 dB) y una ganancia medida por encima de 13.70 dB a lo largo de un gran ancho de banda (de 19 GHz a 22 GHz).

Se han implementado dos diseños de lentes de muy bajo perfil, iluminadas a través de una transición suave de guía rectangular a una apertura cuadrada con un plano de masa. La sencillez del diseño y los resultados obtenidos demuestran la efectividad del método

propuesto en esta tesis. Las estructuras implementadas tienen un buen nivel de adaptación y una directividad uniforme a lo largo de un amplio ancho de banda.

Finalmente, se ha implementado una lente formada por sólo un anillo metálico. Los resultados demuestran una ganancia de 19 dBi con un gran ancho de banda, en torno a 1.5 GHz a la frecuencia de 20.50 GHz.

Capítulo 6

Conclusiones y trabajos futuros

6.1. Resumen de los resultados obtenidos

El objetivo principal de esta tesis ha sido proporcionar un método general para el diseño de lentes metálicas, basado en el análisis modal de estructuras conductoras abiertas en la banda de microondas y ondas milimétricas. La utilidad del método propuesto se ha demostrado completamente, proporcionando varios diseños de lentes que cubren diferentes aplicaciones.

El diseño propuesto debe comenzar por el cálculo de las corrientes modales superficiales de la estructura radiante. Los modos característicos permiten obtener las frecuencias de resonancia del modo fundamental, así como las resonancias de los modos de orden superior, sin necesidad de considerar ninguna fuente. Una vez analizadas las propiedades de los principales modos encontrados en la estructura metálica, se debe encontrar un mecanismo de alimentación apropiado para una adecuada excitación del modo o de los modos deseados en la antena.

En el primer capítulo se han analizado los modos de diversas estructura 2D y 3D con simetría de revolución, para ver su potencial en cuanto a ser empleadas en el diseño de lentes. Este análisis permite identificar los modos de interés, así como la excitación más adecuada para la estructura electromagnética, con objeto de lograr un rendimiento adecuado en una frecuencia específica o en un rango de frecuencias deseado.

Además, en el capítulo inicial se ha presentado el estudio modal del cilindro para diferentes alturas de la estructura. Como resultado se encuentra que, al aumentar la altura del cilindro, empieza a aparecer una segunda resonancia en los modos a partir de 10 GHz y que el ancho de banda de esta zona es mayor cuanto más grande es la altura del cilindro. Cabe indicar que para una altura de 10 mm, ya se observa un ancho de banda muy grande para la segunda banda.

Adicionalmente, se ha estudiado el comportamiento modal de un anillo al aumentar el radio y el ancho de la estructura circular. Se ha encontrado que al aumentar el radio del anillo, se incrementa el número de modos dominantes. Por tanto, el diagrama de radiación del modo fundamental $J_{0,1}$ puede variar en un rango de frecuencias determinado, debido a la presencia de corrientes radiales en la estructura que también contribuyen en el diagrama. Asimismo, al aumentar el ancho del anillo metálico, se observa que en esta estructura se combinan los modos de corrientes en la dirección acimutal con otras familias de modos

con corrientes en la dirección radial. La combinación de estos modos permite diseñar lentes metálicas con un gran ancho de banda.

En el capítulo 3, se comentan brevemente los sistemas de comunicaciones más empleados en la actualidad, se mencionan las características básicas de estos sistemas y se describe el tipo de antenas de alta ganancia que se utiliza. También se ha propuesto un método alternativo de cálculo del punto focal, como es la incidencia de onda plana en el objeto, para determinar el punto donde se encuentra una mayor concentración de campo eléctrico más allá de la lente. Se ha determinado el punto focal en estructuras metálicas 3D, como son el anillo con un ancho de 10 mm, el cilindro y la estructura doblada.

Una vez identificados los modos con las propiedades más interesantes en la estructura metálica, el siguiente paso es seleccionar la ubicación y configuración del mecanismo de alimentación. Esta conformación es crucial para obtener un comportamiento óptimo de la antena, ya que la excitación de los modos depende del acoplamiento entre la fuente y la corriente modal. El análisis más habitual es iluminar la lente desde una guía de onda abierta o desde una pequeña bocina, pero teniendo en cuenta que se está en la zona de campos próximos. Si se considera la lente en recepción, se puede iluminar mediante una onda plana, observándose la aparición de un punto focal.

Se ha optimizado la posición de la antena de alimentación, situando el centro de fase en el punto focal. Para dicho punto, se ha obtenido la directividad de la antena formada por un anillo con un ancho de 10 mm en un gran ancho de banda. Además, se presentan dos alimentadores prácticos para trabajar en la banda de 10 GHz a 14 GHz, y de 19 GHz a 22 GHz, los mismos que son utilizados como antenas de alimentación para las lentes metálicas propuestas en esta tesis.

Posteriormente, en el capítulo 4 utilizando la TMC se ha evaluado el comportamiento de las corrientes en estructuras de lentes metálicas formadas por: anillos, cilindros, anillos cortocircuitados y agrupaciones de distintas estructuras circulares. Usando este enfoque, se ha encontrado que la mejor opción para una lente metálica de una sola capa de alta ganancia, se encuentran en el anillo metálico con dimensiones de resonancia en la dirección radial. Al considerar la lente de bajo perfil, el mejor resultado conseguido se encuentra en la estructura de una sola capa formada por una superficie parcialmente reflectora (*PRS*), constituida por dos anillos metálicos cortocircuitados que conforman 24 sectores, en el que ubicados a una distancia aproximada de $\lambda/2$ con respecto a la antena de alimentación, se ha conseguido un incremento de la directividad en 6.01 dB con respecto a la apertura de alimentación aislada para la banda de 19 GHz a 22 GHz.

Para el diseño de las lentes metálicas de dos capas, la mejor estructura se encuentran en la combinación de una *PRS* con el anillo metálico que tiene un ancho de 15 mm, llegando a obtener una directividad aproximada de 20 dBi a 21 GHz.

En el capítulo 5 se han presentado las medidas de una lente metálica de una sola capa, formada por un anillo metálico central rodeado por ocho anillos pequeños, sobre una apertura circular con anillo resonante. Los resultados muestran una mejora de la polarización cruzada de la antena de alimentación, que lleva a un diagrama de radiación simétrico y a un aumento de la directividad para la banda de 10 GHz a 14 GHz.

También se ha fabricado una lente formada por dos anillos de diferente diámetro ubicados en dos capas. La estructura tiene un buen nivel de adaptación y una directividad uniforme a lo largo de un gran ancho de banda comprendido en el rango de 19 GHz a 22 GHz.

Se puede concluir que el uso de la TMC para el diseño de lentes puede ayudar enormemente en el diseño de antenas para sistemas de comunicaciones en la banda de microondas y milimétricas, ya que proporcionan una visión física de los fenómenos de radiación que existen en la estructura. Además, se han proporcionado algunas pautas respecto a la ubicación de la lente y tipos de antenas de alimentación prácticos que se pueden utilizar para iluminar la estructura metálica.

6.2. Conclusiones

En la tesis doctoral se ha demostrado la viabilidad del uso de la Teoría de los Modos Característicos para el análisis de lentes metálicas. Las contribuciones más importantes de la tesis son las relacionadas con el diseño de estructuras metálicas abiertas multimodo, con unas dimensiones del orden de una longitud de onda.

La tesis aporta novedades importantes en el diseño de antenas de apertura 3D, con fuentes de guía de onda y bocinas. Hasta el presente, la mayor parte de los diseños publicados por otros autores están basados en estructuras planas 2D con alimentación a través de líneas de transmisión.

Todos los diseños presentados tienen un gran ancho de banda y unas directividades que mejoran entre 5 y 12 dB las de las aperturas de boca de guía.

Los análisis de TMC se basan en el análisis de las corrientes en las estructuras metálicas y los campos radiados. En la tesis se ha profundizado en el concepto del análisis de los campos próximos. Esto ha permitido demostrar la existencia de puntos focales para cada modo, con simetría par.

Se ha demostrado que las características de ancho de banda se consiguen mediante la combinación de dos modos con corrientes acimutales y radiales, que producen campos radiados con la misma polarización.

Se han presentado análisis alternativos basados en la iluminación de la estructura mediante ondas planas, forzando la presencia del modo fundamental. En este caso los campos totales, suma de los incidentes y difractados demuestran la existencia de puntos focales.

Utilizando el principio de reciprocidad, se ha demostrado que la iluminación de la lente metálica en el punto focal con una antena de baja directividad, produce unos campos radiados con el máximo en la dirección axial, con muy buena estabilidad del diagrama y con gran ancho de banda de impedancia.

Se han propuesto diseños de lentes de muy bajo perfil, iluminadas a través de guías frente a un plano de masa. El plano de masa actúa produciendo un efecto imagen, de forma que la antena en su conjunto se puede considerar como un resonador Fabry-Perot, y desde el punto de vista de la TMC como dos anillos con corrientes en sentido opuesto, con un “modo línea” dominante. La simplicidad del diseño y los resultados obtenidos demuestran la efectividad del método.

Una contribución importante es el diseño de lentes de metálicas de una sola capa. Los diseños están basados en la combinación de dos modos dominantes de gran ancho de banda, con corrientes acimutales y radiales. La metodología de diseño permite el escalado en frecuencia.

La combinación de los diseños de Fabry-Perot y Fresnel con dos capas metálicas ha permitido obtener una directividad de 20 dB, con el inconveniente de una reducción no significativa del ancho de banda.

Finalmente se ha demostrado la viabilidad de la agrupación de lentes con una propuesta de celda unidad de múltiples resonadores acoplados en una sola capa. Se ha obtenido una directividad superior a 20 dB.

Como conclusión general, se ha propuesto un nuevo método de diseño de antenas basado en el análisis de los campos próximos modales, el uso de los puntos focales de los modos y la iluminación de la estructuras a partir de guías de onda. Se han realizado múltiples diseños que demuestran la viabilidad, obteniendo anchos de banda y directividades excelentes. También se ha demostrado la posibilidad de combinación de resonadores en múltiples capas.

6.3. Trabajos futuros

La tesis ha abierto nuevas líneas de trabajo. En primer lugar se ha demostrado que es posible diseñar agrupaciones de lentes, con un espaciado entre los elementos radiantes superior a la longitud de onda, sin que aparezcan lóbulos de difracción. Se ha simulado un prototipo con una celda formada por tres resonadores acoplados. Este resultado permitirá el diseño de antenas planas de bajo perfil y con gran directividad, simplificando al máximo la red de conformación de haz.

Se propone para el futuro diseñar agrupaciones de lentes con una directividad superior a los 30 dB, para aplicaciones de comunicaciones móviles vía satélite, con redes de distribución de potencia corporativas. Las geometrías que se proponen para la agrupación son retículas hexagonales, que optimizan la superficie disponible y que son muy similares a las estructuras circulares ya probadas.

También se propone el estudio comparativo con retículas cuadradas, con el objetivo de conseguir directividades superiores a los 30 dB y con anchos de banda del orden del 15 %.

Un tema que se ha iniciado, pero que abre grandes perspectivas, es el efecto del desplazamiento del punto focal para incidencia de ondas planas en direcciones inclinadas con respecto a la normal, tal y como es bien conocido en lentes dieléctricas. También se ha probado el efecto de desplazamiento del máximo de radiación para el movimiento de la lente con respecto al punto focal.

Las lentes metálicas podrán ser utilizadas para los nuevos sistemas de comunicaciones 5G en la banda de milimétricas. Será posible generar antenas multihaz con varias lentes simultáneamente, con muy bajo perfil, optimizando los puntos de alimentación de los resonadores o grupos de resonadores independientes.

La línea que ofrece mejores perspectivas es la combinación de dos tipos de diseño que se han desarrollado, las lentes de bajo perfil con comportamiento tipo superficies parcialmente reflectoras (resonadores Fabry-Perot) con lentes metálicas de Fresnel, iluminadas a una distancias superiores a una longitud de onda. Estos diseños podrán alcanzar directividades superiores a 20 dB con sólo 2 capas metálicas. La combinación con elementos activos en la red de conformación de haz permitirá el diseño de agrupaciones de lentes con la capacidad de apuntamiento electrónico del haz.

Apéndice A

Eficiencia de una lente metálica

A.1. Análisis para una sola capa

El diagrama de radiación del alimentador se puede aproximar por un diagrama de radiación simétrico axial, expresado como una función tipo coseno, de tal manera que el campo eléctrico incidente E_i en la estructura metálica, se puede expresar como [201]:

$$E_i = (\cos\theta)^n \tag{A.1}$$

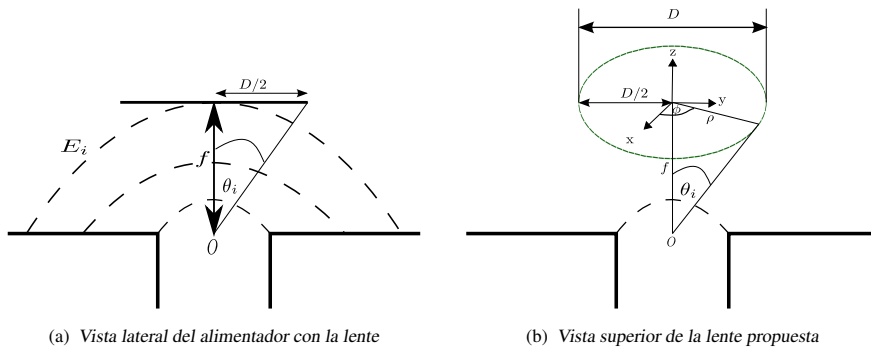


Figura A.1: Modelo de una apertura circular al considerar un campo incidente ($E_i = (\cos\theta)^n$) en una lente metálica de una capa.

La eficiencia de desbordamiento η_s corresponde a la relación entre la potencia interceptada por la estructura y la potencia total. Se puede expresar en función de E_i y del ángulo θ_i que se forma entre el punto extremo de la lente de diámetro D , con el punto central O (ver Fig. A.1(a)), donde f representa la distancia que existe entre el punto central de la apertura O y la posición de la lente metálica (distancia focal):

$$\eta_s = \frac{\int_0^{\theta_i} |E_i(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\pi/2} |E_i(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta} \tag{A.2}$$

Reemplazando (A.1) en (A.2) se obtiene:

$$\eta_s = \frac{\int_0^{\theta_i} |(\cos \theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\pi/2} |(\cos \theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta} \quad (\text{A.3})$$

Al resolver la integral del numerador se tiene:

$$\int_0^{\theta_i} |(\cos \theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta = -\frac{(\cos \theta)^{2n+1}}{2n+1} \Big|_0^{\theta_i} \quad (\text{A.4a})$$

$$= -\left(\frac{(\cos \theta_i)^{2n+1}}{2n+1} - \frac{1}{2n+1} \right) \quad (\text{A.4b})$$

$$= -\frac{1}{2n+1} ((\cos \theta_i)^{2n+1} - 1). \quad (\text{A.4c})$$

Siguiendo un procedimiento similar en el denominador:

$$\int_0^{\pi/2} |(\cos \theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta = -\frac{(\cos \theta)^{2n+1}}{2n+1} \Big|_0^{\pi/2} \quad (\text{A.5a})$$

$$= -\left(\frac{(\cos \pi/2)^{2n+1}}{2n+1} - \frac{1}{2n+1} \right) \quad (\text{A.5b})$$

$$= \frac{1}{2n+1}. \quad (\text{A.5c})$$

El ángulo θ_i se puede calcular aplicando una relación trigonométrica al triángulo formado en la Fig. A.1(a):

$$\theta_i = \arctan\left(\frac{D/2}{f}\right) \quad (\text{A.6})$$

Ahora, al sustituir (A.4c), (A.5c) y (A.6) en (A.2), se llega a la expresión:

$$\eta_s = \frac{-\frac{1}{2n+1} \left((\cos \arctan(\frac{D/2}{f}))^{2n+1} - 1 \right)}{\frac{1}{2n+1}} \quad (\text{A.7a})$$

$$= 1 - \cos\left(\arctan \frac{D/2}{f}\right)^{2n+1}. \quad (\text{A.7b})$$

La eficiencia de iluminación η_{il} depende del área geométrica efectiva de la lente A_E . El área efectiva de la estructura se puede aproximar por un círculo de diámetro D . Por lo tanto, η_{il} se expresa como [17]:

$$\eta_{il} = \frac{1}{A_E} \frac{|\int_{A_E} E_i(\theta) dS|^2}{\int_{A_E} |E_i(\theta)|^2 dS} \quad (\text{A.8})$$

Para resolver la ecuación (A.8), se puede expresar la misma en función en coordenadas polares sobre la boca de la apertura de la lente. Siguiendo la nomenclatura indicada en Fig. A.1(b), la ecuación (A.8) se pudiera escribir como:

$$\eta_{il} = \frac{1}{A_E} \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^{D/2} E_{co}(\theta) \rho d\rho d\phi \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{D/2} |E_{co}(\theta)|^2 \rho d\rho d\phi} \quad (\text{A.9})$$

donde $E_{co}(\theta)$ es la distribución del campo eléctrico en la polarización de referencia (copolar) de la apertura, expresado por:

$$E_{co}(\theta) = \left(\cos \left(\arctan \left(\frac{\rho}{f} \right) \right) \right)^n \quad (\text{A.10})$$

y A_E el área efectiva de la apertura, definida como:

$$A_E = \pi(D/2)^2 \quad (\text{A.11})$$

Reemplazando (A.10) en (A.9), queda:

$$\eta_{il} = \frac{1}{A_E} \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^{D/2} \left(\cos \left(\arctan \left(\frac{\rho}{f} \right) \right) \right)^n \rho d\rho d\phi \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{D/2} \left| \left(\cos \left(\arctan \left(\frac{\rho}{f} \right) \right) \right)^n \right|^2 \rho d\rho d\phi} \quad (\text{A.12})$$

Desarrollando la integral del numerador de (A.12):

$$\left| \int_0^{2\pi} \int_0^{D/2} \left(\frac{f}{\sqrt{\rho^2 + f^2}} \right)^n \rho d\rho d\phi \right|^2 = \left| \int_0^{2\pi} \int_0^{D/2} f^2 \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (\rho/f)^2}} \right)^n \left(\frac{\rho}{f} \right) \left(\frac{d\rho}{f} \right) d\phi \right|^2 \quad (\text{A.13a})$$

$$= \left| \int_0^{2\pi} f^2 \frac{-1}{2(\frac{n}{2} - 1)(1 + (\frac{\rho}{f})^2)^{n/2-1}} \Big|_0^{D/2} d\phi \right|^2 \quad (\text{A.13b})$$

$$= \left(\frac{f^2}{n-2} \frac{-1}{4f^2} \left(-4f^2 + \left(1 + \frac{D^2}{4f^2} \right)^{-n/2} (D^2 + 4f^2) \right) \right)^2 \left| \int_0^{2\pi} d\phi \right|^2 \quad (\text{A.13c})$$

$$= \frac{4\pi^2}{16(n-2)^2} \left(-4f^2 + \left(1 + \frac{D^2}{4f^2} \right)^{-n/2} (D^2 + 4f^2) \right)^2. \quad (\text{A.13d})$$

Realizando el cálculo del denominador de (A.12):

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{D/2} \left| \left(\frac{f}{\sqrt{\rho^2 + f^2}} \right)^n \right|^2 \rho d\rho d\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^{D/2} \left(\frac{f^2}{\rho^2 + f^2} \right)^n \rho d\rho d\phi \quad (\text{A.14a})$$

$$= \int_0^{2\pi} \int_0^{D/2} \left(\frac{1}{1 + \left(\frac{\rho}{f}\right)^2} \right)^n \rho d\rho d\phi \quad (\text{A.14b})$$

$$= \int_0^{2\pi} \int_0^{D/2} f^2 \frac{\frac{\rho}{f} d\rho}{\left(1 + \left(\frac{\rho}{f}\right)^2\right)^n} d\phi \quad (\text{A.14c})$$

$$= \int_0^{2\pi} f^2 \frac{-1}{2(n-1) \left(1 + \left(\frac{\rho}{f}\right)^2\right)^{n-1}} \Bigg|_0^{D/2} d\phi \quad (\text{A.14d})$$

$$= \int_0^{2\pi} f^2 \left(\frac{-1}{2(n-1) \left(1 + \frac{D^2}{4f^2}\right)^{n-1}} + \frac{1}{2(n-1)} \right) d\phi \quad (\text{A.14e})$$

$$= \frac{f^2}{2(n-1)} \left(\frac{-(D^2 + 4f^2)}{4f^2} \left[1 + \frac{D^2}{4f^2} \right]^{-n} + 1 \right) \int_0^{2\pi} d\phi \quad (\text{A.14f})$$

$$= \frac{2\pi}{8(n-1)} \left(4f^2 - \left[1 + \frac{D^2}{4f^2} \right]^{-n} (D^2 + 4f^2) \right). \quad (\text{A.14g})$$

Reemplazando (A.11), (A.13d) y (A.14g) en (A.12) se tiene:

$$\eta_{il} = \frac{(n-1)}{(D/2)^2 (n-2)^2} \frac{\left(-4f^2 + \left(1 + \frac{D^2}{4f^2}\right)^{-n/2} (D^2 + 4f^2) \right)^2}{\left(4f^2 - \left[1 + \frac{D^2}{4f^2} \right]^{-n} (D^2 + 4f^2) \right)} \quad (\text{A.15})$$

Apéndice B

Cámara anecoica

En esta parte se presenta la estructura básica de la cámara anecoica que tiene el Grupo de Radiación Electromagnética (*GRE*) para la validación de las antenas diseñadas.

B.0.1. Hardware

El laboratorio del Grupo de Radiación Electromagnética dispone de un extenso equipamiento y experiencia para fabricación de prototipos, caracterización, medidas de dispositivos hasta 70 GHz y de antenas en cámara anecoica hasta 40 GHz. Para la fabricación de prototipos se posee:

- Fresadora M25 de Datron.
- Fresadora 935 Protomat de LPKF.

Para la medición y caracterización de prototipos se dispone de los siguientes equipos:

- Cámara anecoica para la medición de diagramas de radiación (hasta 40 GHz).
- Fresadora 935 Protomat de LPKF.
- Tres analizadores vectoriales de redes (hasta 70 GHz).
- Posicionador AL 160 de Orbit.
- Posicionador AL 560 de Orbit.
- Convertidor de frecuencia 8511B de Agilent.

El rack de medidas está formado por:

- Controlador de posicionadores AL 41644MC de Orbit.
- Fuente de radiofrecuencia 83651B de Agilent.
- Test Set de parámetros S 8517B de Agilent.
- Analizador de redes vectorial 8510C de Agilent.

Bibliografía

- [1] M. Yannuzzi, F. van Lingen, A. Jain, O. L. Parellada, M. M. Flores, D. Carrera, J. L. Pérez, D. Montero, P. Chacin, A. Corsaro *et al.*, “A new era for cities with fog computing,” *IEEE Internet Computing*, vol. 21, no. 2, pp. 54–67, 2017.
- [2] A. Sivanathan, H. H. Gharakheili, F. Loi, A. Radford, C. Wijenayake, A. Vishwanath, and V. Sivaraman, “Classifying IoT devices in smart environments using network traffic characteristics,” *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 18, no. 8, pp. 1745–1759, 2018.
- [3] Z. Yan, H. Li, S. Zeadally, Y. Zeng, and G. Geng, “Is DNS ready for ubiquitous internet of things?” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 28 835–28 846, 2019.
- [4] Y. Zeng, T. Zhou, H. Hu, Y. Yang, J. Tian, and Z. Li, “Weight based channel selection towards 5G in the unlicensed spectrum,” *China Communications*, vol. 15, no. 8, pp. 54–66, 2018.
- [5] D. Rupprecht, A. Dabrowski, T. Holz, E. Weippl, and C. Pöpper, “On security research towards future mobile network generations,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2018.
- [6] V.-G. Nguyen, A. Brunstrom, K.-J. Grinnemo, and J. Taheri, “Sdn/nfv-based mobile packet core network architectures: A survey,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 19, no. 3, pp. 1567–1602, 2017.
- [7] J. Bang and J. Choi, “A SAR reduced mm-wave beam-steerable array antenna with dual-mode operation for fully metal-covered 5G cellular handsets,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 6, pp. 1118–1122, 2018.
- [8] W. Hong, Z. H. Jiang, C. Yu, J. Zhou, P. Chen, Z. Yu, H. Zhang, B. Yang, X. Pang, M. Jiang *et al.*, “Multibeam antenna technologies for 5G wireless communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 6231–6249, 2017.
- [9] J.-S. Sheu, W.-H. Sheen, and T.-X. Guo, “On the design of downlink multi-user transmission for beam-group division 5G system,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018.
- [10] E. Garcia-Marin, J. L. Masa-Campos, and P. Sanchez-Olivares, “Diffusion bonding manufacturing of high gain w-band antennas for 5G applications,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 7, pp. 21–27, 2018.

- [11] S. K. Rao, "Parametric design and analysis of multiple-beam reflector antennas for satellite communications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 4, pp. 26–34, 2003.
- [12] K. Kaneko, H. Nishiyama, N. Kato, A. Miura, and M. Toyoshima, "Construction of a flexibility analysis model for flexible high-throughput satellite communication systems with a digital channelizer," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 3, pp. 2097–2107, 2018.
- [13] H. Fenech, S. Amos, A. Tomatis, and V. Soumpholphakdy, "High throughput satellite systems: An analytical approach," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 51, no. 1, pp. 192–202, 2015.
- [14] A. Mohammed, A. Mehmood, F.-N. Pavlidou, and M. Mohorcic, "The role of high-altitude platforms (haps) in the global wireless connectivity," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 11, pp. 1939–1953, 2011.
- [15] M. Yang, S. Zhang, X. Shao, Q. Guo, and W. Tang, "Statistical modeling of the high altitude platform dual-polarized MIMO propagation channel," *China Communications*, vol. 14, no. 3, pp. 43–54, 2017.
- [16] P. Sudheesh, M. Mozaffari, M. Magarini, W. Saad, and P. Muthuchidambaranathan, "Sum-rate analysis for high altitude platform (HAP) drones with tethered balloon relay," *IEEE Communications Letters*, vol. 22, no. 6, 2018.
- [17] Á. Cardama, L. Jofre, J. M. Rius, J. Romeu, S. Blanch, and M. Ferrando, *Antenas*. Universitat Politècnica de Catalunya, 2004, vol. 3.
- [18] C. A. Balanis, *Modern antenna handbook*. John Wiley & Sons, 2008.
- [19] A. Committee *et al.*, "IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas - Redline," *Proceedings of the IEEE*, pp. 1–92, 2014.
- [20] D. L. Sengupta and T. K. Sarkar, "Microwave and millimeter wave research before 1900 and the centenary of the horn antenna," in *Microwave Conference, 1995. 25th European*, vol. 2. IEEE, 1995, pp. 903–909.
- [21] C. Stephanis and G. Hampsas, "Imaging with microwave lens," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 28, no. 1, pp. 49–52, 1980.
- [22] K. Uehara, K. Miyashita, K.-I. Natsume, K. Hatakeyama, and K. Mizuno, "Lens-coupled imaging arrays for the millimeter-and submillimeter-wave regions," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 40, no. 5, pp. 806–811, 1992.
- [23] X. Gu, C. Pelletti, R. Mittra, and Y. Zhang, "Resolution enhancement of phase-conjugating lenses by using signal processing algorithms," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 511–514, 2014.
- [24] M. Yu, D. Zhao, Y. Jin, and B.-Z. Wang, "Near-field image restoration for Rotman lens by localized angle-time spread function-based filtering method," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 5, pp. 2353–2358, 2015.

- [25] K. Statnikov, J. Grzyb, B. Heinemann, and U. R. Pfeiffer, "160-GHz to 1-THz multi-color active imaging with a lens-coupled SiGe HBT chip-set," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 2, pp. 520–532, 2015.
- [26] S. M. Rahman, Z. Jiang, H. G. Xing, P. Fay, and L. Liu, "Lens-coupled folded-dipole antennas for terahertz detection and imaging," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 9, no. 11, pp. 1213–1220, 2015.
- [27] J. Thornton and K.-C. Huang, *Modern lens antennas for communications engineering*. John Wiley & Sons, 2013.
- [28] Z. Sipus, D. Bojanjac, and T. Komljenovic, "Electromagnetic modeling of spherically stratified lenses illuminated by arbitrary sources," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1837–1843, 2015.
- [29] R. Webster, "Radiation patterns of a spherical luneberg lens with simple feeds," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 6, no. 3, pp. 301–302, 1958.
- [30] G. Peeler and H. Coleman, "Microwave stepped-index luneberg lenses," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 6, no. 2, pp. 202–207, 1958.
- [31] H. Mosallaei and Y. Rahmat-Samii, "Nonuniform luneburg and two-shell lens antennas: radiation characteristics and design optimization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 1, pp. 60–69, 2001.
- [32] M. Ignatenko, B. Simakauskas, M. Notaros, and D. S. Filipovic, "A phase center-stabilized K/Ka/V-Band linearly polarized horn for Luneburg lenses," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2726–2729, 2017.
- [33] B. Fuchs, O. Lafond, S. Palud, L. Le Coq, M. Himdi, M. C. Buck, and S. Rondineau, "Comparative design and analysis of luneburg and half maxwell fish-eye lens antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 9, pp. 3058–3062, 2008.
- [34] W. Rotman and R. Turner, "Wide-angle microwave lens for line source applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 623–632, 1963.
- [35] L. F. C. Suárez, "Antenas multihaz con lente de Rotman para las bandas de microondas y milimétricas realizadas en diferentes tecnologías," Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València, 2015.
- [36] C. Xu, S. Zheng, W. Zhang, Y. Chen, H. Chi, X. Jin, and X. Zhang, "Free-space radio communication employing OAM multiplexing based on Rotman lens," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 9, pp. 738–740, 2016.
- [37] A. Darvazehban, O. Manoochehri, M. A. Salari, P. Dehkoda, and A. Tavakoli, "Ultra-wideband scanning antenna array with Rotman lens," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 9, pp. 3435–3442, 2017.
- [38] Y. Liu, H. Yang, Z. Jin, F. Zhao, and J. Zhu, "A Multibeam Cylindrically Conformal Slot Array Antenna Based on a Modified Rotman Lens," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 7, pp. 3441–3452, 2018.

- [39] Y. F. Wu, Y. J. Cheng, and Z. X. Huang, “Ka-Band Near-Field-Focused 2-D Steering Antenna Array with a focused Rotman lens,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 10, pp. 5204–5213, 2018.
- [40] O. Quevedo-Teruel, M. Ebrahimpouri, and F. Ghasemifard, “Lens antennas for 5G communications systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 7, pp. 36–41, 2018.
- [41] R. C. Johnson and H. Jasik, *Antenna engineering handbook*. McGraw-Hill, 1993, vol. 1.
- [42] F. Friedlander, “A dielectric-lens aerial for wide-angle beam scanning,” *Journal of the Institution of Electrical Engineers-Part IIIA: Radiolocation*, vol. 93, no. 4, pp. 658–662, 1946.
- [43] A. Olver and A. Saleeb, “Improved radiation characteristics of conical horns with plastics-foam lenses,” *IEE Proceedings H (Microwaves, Optics and Antennas)*, vol. 130, no. 3, pp. 197–202, 1983.
- [44] M. K. T. Al-Nuaimi, W. Hong, and Y. Zhang, “Design of high-directivity compact-size conical horn lens antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 467–470, 2014.
- [45] L. Gunderson, “An electromagnetic analysis of a cylindrical homogeneous lens,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 20, no. 4, pp. 476–479, 1972.
- [46] B. Westcott and F. Brickell, “General dielectric-lens shaping using complex coordinates,” *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, vol. 133, no. 2, pp. 122–126, 1986.
- [47] C. Hua, N. Yang, X. Wu, and W. Wu, “Millimeter-wave fan-beam antenna based on step-index cylindrical homogeneous lens,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1512–1516, 2012.
- [48] M. Arend, F. C. De Castro, C. Muller, and M. C. De Castro, “Toroidal plasma lens antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016.
- [49] A. O. Diallo, R. Czarny, B. Loiseaux, and S. Holé, “Comparison between a thin lens antenna made of structured dielectric material and conventional lens antennas, in Q-Band in a compact volume,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 2, pp. 307–310, 2018.
- [50] J. R. Costa, E. B. Lima, and C. A. Fernandes, “Compact beam-steerable lens antenna for 60-ghz wireless communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 2926–2933, 2009.
- [51] A. D. Greenwood and J.-M. Jin, “A field picture of wave propagation in inhomogeneous dielectric lenses,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 41, no. 5, pp. 9–18, 1999.

- [52] J. Budhu and Y. Rahmat-Samii, "A novel and systematic approach to inhomogeneous dielectric lens design based on curved ray geometrical optics and particle swarm optimization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 6, pp. 3657–3669, 2019.
- [53] W. Rotman, "Analysis of an EHF aplanatic zoned dielectric lens antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, no. 6, pp. 611–617, 1984.
- [54] D. Pozar, "Flat lens antenna concept using aperture coupled microstrip patches," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 23, pp. 2109–2111, 1996.
- [55] D.-H. Kwon and D. H. Werner, "Beam scanning using flat transformation electromagnetic focusing lenses," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1115–1118, 2009.
- [56] T. McManus, R. Mittra, and C. Pelletti, "A comparative study of flat and profiled lenses," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE*. IEEE, 2012, pp. 1–2.
- [57] Y. Chen, L. Chen, J.-F. Yu, and X.-W. Shi, "A C-band flat lens antenna with double-ring slot elements," *IEEE antennas and wireless propagation letters*, vol. 12, pp. 341–344, 2013.
- [58] C. Mateo-Segura, A. Dyke, H. Dyke, S. Haq, and Y. Hao, "Flat luneburg lens via transformation optics for directive antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 4, pp. 1945–1953, 2014.
- [59] X. Y. Lei and Y. J. Cheng, "High-efficiency and high-polarization separation reflectarray element for oam-folded antenna application," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1357–1360, 2017.
- [60] A. Petosa and A. Ittipiboon, "Shadow blockage effects on the aperture efficiency of dielectric Fresnel lenses," *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 147, no. 6, pp. 451–454, 2000.
- [61] E. B. Lima, S. A. Matos, J. R. Costa, C. A. Fernandes, and N. J. Fonseca, "Circular polarization wide-angle beam steering at Ka-band by in-plane translation of a plate lens antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 12, pp. 5443–5455, 2015.
- [62] D. R. Reid and G. S. Smith, "A full electromagnetic analysis of grooved-dielectric Fresnel zone plate antennas for microwave and millimeter-wave applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 8, pp. 2138–2146, 2007.
- [63] N. Singh, C. K. Choure, M. Chauhan, and H. Singh, "Performance comparison of phase shifting surface lens antenna with other lens antennas," in *Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2014 International Conference on*. IEEE, 2014, pp. 1–6.
- [64] A. Petosa and A. Ittipiboon, "Design and performance of a perforated dielectric Fresnel lens," *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 150, no. 5, pp. 309–314, 2003.

BIBLIOGRAFÍA

- [65] J. Rodríguez, H. D. Hristov, and W. Grote, “Fresnel zone plate and ordinary lens antennas: Comparative study at microwave and terahertz frequencies,” in *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*. IEEE, 2011, pp. 894–897.
- [66] D. N. Black and J. C. Wiltse, “Millimeter-wave characteristics of phase-correcting Fresnel zone plates,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 12, pp. 1122–1129, 1987.
- [67] H. D. Hristov and M. H. Herben, “Millimeter-wave Fresnel-zone plate lens and antenna,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 12, pp. 2779–2785, 1995.
- [68] L. Kamburov, J. Rodríguez, J. Urumov, and H. Hristov, “Millimeter-wave conical Fresnel zone lens of flat dielectric rings,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 4, pp. 2140–2148, 2014.
- [69] A. Petosa, S. Thirakoune, I. Minin, and O. Minin, “Array of hexagonal Fresnel zone plate lens antennas,” *Electronics Letters*, vol. 42, no. 15, pp. 834–836, 2006.
- [70] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*. John Wiley & Sons, 2012.
- [71] C. L. Holloway, E. F. Kuester, J. A. Gordon, J. O’Hara, J. Booth, and D. R. Smith, “An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-dimensional equivalents of metamaterials,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, no. 2, pp. 10–35, 2012.
- [72] G. Caille, R. Chiniard, M. Thevenot, H. Chreim, E. Arnaud, T. Monediere, P. de Maagt, and B. Palacin, “Electro-magnetic band-gap feed overlapping apertures for multi-beam antennas on communication satellites,” in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference on*. IEEE, 2014, pp. 963–967.
- [73] N. J. Fonseca and C. Mangenot, “Low-profile polarizing surface with dual-band operation in orthogonal polarizations for broadband satellite applications,” in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference on*. IEEE, 2014, pp. 471–475.
- [74] D. Sánchez-Escuderos, M. Cabedo-Fabrés, E. Antonino-Daviu, and M. Ferrando-Bataller, “Low-profile planar lens with multilevel fss for directivity enhancement,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2014 IEEE*. IEEE, 2014, pp. 2076–2077.
- [75] —, “Extraordinary transmission through metallic holes in the x-band,” in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference on*. IEEE, 2014, pp. 1957–1961.
- [76] D. Sánchez-Escuderos, H. C. Moy-Li, E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés, and M. Ferrando-Bataller, “Microwave planar lens antenna designed with a three-layer frequency-selective surface,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 904–907, 2017.

- [77] D. Sánchez-Escuderos, M. Cabedo-Fabrés, E. Antonino-Daviu, and M. Ferrando-Bataller, "Double-fed multilevel frequency selective surface for low-profile planar lens," in *Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2015 IEEE International Symposium on*. IEEE, 2015, pp. 989–990.
- [78] F. Gallée, G. Landrac, and M. Ney, "Artificial lens for third-generation automotive radar antenna at millimetre-wave frequencies," *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 150, no. 6, pp. 470–476, 2003.
- [79] Z.-C. Hao, J. Wang, Q. Yuan, and W. Hong, "Development of a low cost thz metallic lens antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017.
- [80] M. Jiang, Z. N. Chen, Y. Zhang, W. Hong, and X. Xuan, "Metamaterial-based thin planar lens antenna for spatial beamforming and multibeam massive MIMO," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 2, pp. 464–472, 2017.
- [81] H. Li, G. Wang, J. Liang, X. Gao, H. Hou, and X. Jia, "Single-layer focusing gradient metasurface for ultrathin planar lens antenna application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 3, pp. 1452–1457, 2017.
- [82] E. G. Plaza, G. Leon, S. Loredó, A. Arboleya-Arboleya, F. Las Heras, C. M. S. Alvarez, and M. Rodríguez-Pino, "An ultra-thin 2-bit near-field transmitarray lens," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017.
- [83] E. Kim, S.-T. Ko, Y. J. Lee, and J. Oh, "Millimeter-wave tiny lens antenna employing U-shaped filter arrays for 5G," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 5, pp. 845–848, 2018.
- [84] Y. Su and Z. N. Chen, "A flat dual-polarized transformation-optics beamscanning lenseburg lens antenna using pcb-stacked gradient index metamaterials," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 10, pp. 5088–5097, 2018.
- [85] T. Cai, G.-M. Wang, J.-G. Liang, Y.-Q. Zhuang, and T.-J. Li, "High-performance transmissive meta-surface for c-/x-band lens antenna application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017.
- [86] S. Wiak and E. N. Juszczak, *Computational Methods for the Innovative Design of Electrical Devices*. Springer, 2010, vol. 327.
- [87] T. S. C. A. Palanisamy and M. Murugappan, "Joint optimisation of ground, feed shapes with material distributive topology of patch in UWB antennas using improved binary particle swarm optimisation," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, no. 12, pp. 1967–1972, 2018.
- [88] M. Mitchell, *An introduction to genetic algorithms*. MIT press, 1998.
- [89] Y. Jiang, S. Zhang, Q. Guo, and X. Luan, "A hybrid strategy based on weighting density and genetic algorithm for the synthesis of uniformly weighted concentric ring arrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 186–189, 2017.

BIBLIOGRAFÍA

- [90] M. Cabedo-Fabres, E. Antonino-Daviu, A. Valero-Nogueira, and M. Ferrando-Bataller, "The theory of characteristic modes revisited: A contribution to the design of antennas for modern applications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 5, pp. 52–68, 2007.
- [91] R. Garbacz, "A general expansion for radiated and scattered fields," Ph.D. dissertation, Ohio State University, Columbus, Ohio, 1968.
- [92] R. Garbacz and R. Turpin, "A generalized expansion for radiated and scattered fields," *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, no. 3, pp. 348–358, 1971.
- [93] R. Harrington and J. Mautz, "Theory of characteristic modes for conducting bodies," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, no. 5, pp. 622–628, 1971.
- [94] —, "Computation of characteristic modes for conducting bodies," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, no. 5, pp. 629–639, 1971.
- [95] R. F. Harrington and J. L. Harrington, *Field computation by moment methods*. Oxford University Press, 1996.
- [96] R. Harrington and J. Mautz, "Control of radar scattering by reactive loading," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 20, no. 4, pp. 446–454, 1972.
- [97] A. Yee and R. Garbacz, "Self-and mutual-admittances of wire antennas in terms of characteristic modes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 6, pp. 868–871, 1973.
- [98] E. Newman, "Small antenna location synthesis using characteristic modes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 27, no. 4, pp. 530–531, 1979.
- [99] R. Garbacz and D. Pozar, "Antenna shape synthesis using characteristic modes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, no. 3, pp. 340–350, 1982.
- [100] Y. Chen and C.-F. Wang, "Electrically small uav antenna design using characteristic modes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 2, pp. 535–545, 2014.
- [101] R. Martens and D. Manteuffel, "Systematic design method of a mobile multiple antenna system using the theory of characteristic modes," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 8, no. 12, pp. 887–893, 2014.
- [102] R. Harrington and J. Mautz, "Characteristic modes for aperture problems," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 33, no. 6, pp. 500–505, 1985.
- [103] M. Cabedo-Fabres, A. Valero-Nogueira, and M. Ferrando-Bataller, "Systematic study of elliptical loop antennas using characteristic modes," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, vol. 1. IEEE, 2002, pp. 156–159.
- [104] M. Cabedo-Fabres, E. Antonio-Daviu, M. Ferrando-Bataller, and A. Valero-Nogueira, "On the use of characteristic modes to describe patch antenna performance," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, vol. 2. IEEE, 2003, pp. 712–715.

- [105] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller, and A. Valero-Nogueira, "A discussion on the feed configuration of planar monopole antennas to obtain ultra wide band performance," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, vol. 2. IEEE, 2004, pp. 1867–1870.
- [106] M. C. Fabrés, "Systematic design of antennas using the theory of characteristic modes," Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València, 2008.
- [107] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés, M. Ferrando-Bataller, and M. Gallo, "Design of a multimode MIMO antenna using the theory of characteristic modes," *Radioengineering*, vol. 18, no. 4 Part 1, pp. 425–430, 2009.
- [108] E. A. Daviu, "Analysis and design of antennas for wireless communications using modal methods," Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València, 2008.
- [109] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés, M. Sonkki, N. M. Mohamed-Hicho, and M. Ferrando-Bataller, "Design guidelines for the excitation of characteristic modes in slotted planar structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 12, pp. 5020–5029, 2016.
- [110] N. M. Mohamed-Hicho, E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés, and M. Ferrando-Bataller, "Designing slot antennas in finite platforms using characteristic modes," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 41 346 – 41 355, 2018.
- [111] J. L. Ethier, "Antenna shape synthesis using characteristic mode concepts," Ph.D. dissertation, Université d'Ottawa/University of Ottawa, 2012.
- [112] J. L. Ethier and D. A. McNamara, "Antenna shape synthesis without prior specification of the feedpoint locations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 4919–4934, 2014.
- [113] M. Capek, P. Hazdra, M. Masek, and V. Losenicky, "Analytical representation of characteristic mode decomposition," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 2, pp. 713–720, 2017.
- [114] A. A. Salih, Z. N. Chen, and K. Mouthaan, "Characteristic mode analysis and metasurface based suppression of higher-order modes of a 2×2 closely-spaced phased array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017.
- [115] F. H. Lin and Z. N. Chen, "Low-profile wideband metasurface antennas using characteristic mode analysis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 4, pp. 1706–1713, 2017.
- [116] C. Wang, Y. Chen, and S. Yang, "Application of characteristic mode theory in HF band aircraft-integrated multiantenna system designs," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 1, pp. 513–521, 2019.
- [117] D. Manteuffel and R. Martens, "Compact multimode multielement antenna for indoor uwb massive MIMO," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 7, pp. 2689–2697, 2016.

BIBLIOGRAFÍA

- [118] W. Su, Q. Zhang, S. Alkaraki, Y. Zhang, X.-Y. Zhang, and Y. Gao, “Radiation energy and mutual coupling evaluation for multimode MIMO antenna based on the theory of characteristic mode,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 1, pp. 74–84, 2019.
- [119] D. Wen, Y. Hao, H. Wang, and H. Zhou, “Design of a MIMO antenna with high isolation for smartwatch applications using the theory of characteristic modes,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1437–1447, 2019.
- [120] X. Yang, Y. Liu, and S. Gong, “Design of wideband omnidirectional antenna with characteristic mode analysis,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018.
- [121] Y. Chen and C.-F. Wang, *Characteristic modes: Theory and applications in antenna engineering*. John Wiley & Sons, 2015.
- [122] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. IEEE press, 2001.
- [123] E. Deeley, “A vector absorbing boundary condition for vector potential satisfying the lorentz gauge,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, no. 3, pp. 858–861, 1996.
- [124] Z. Miers, “Systematic antenna design using the theory of characteristic modes,” Ph.D. dissertation, Lund University, 2016.
- [125] Y.-J. Kim, B.-S. Kim, and M.-T. Lim, “Composite control for singularly perturbed bilinear systems via successive galerkin approximation,” *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, vol. 150, no. 5, p. 483, 2003.
- [126] T. Topa, “Load-balanced fortran-based Out-of-GPU memory implementation of the method of moments,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 813–816, 2017.
- [127] L. Xiao, X.-H. Wang, B.-Z. Wang, G. Zheng, and P. Chen, “An efficient hybrid method of iterative MoM-PO, and equivalent dipole-moment for scattering from electrically large objects,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1723–1726, 2017.
- [128] D. H. Werner, “A method of moments approach for the efficient and accurate modeling of moderately thick cylindrical wire antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 3, pp. 373–382, 1998.
- [129] S. R. Zang and J. R. Bergmann, “Analysis of omnidirectional dual-reflector antenna and feeding horn using method of moments,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 3, pp. 1534–1538, 2014.
- [130] S. Song, H.-S. Kim, H.-K. Jung, J. Braunstein, and U.-C. Moon, “Frequency domain analysis of microstrip filters and antennae using an adaptive frequency sampling moment method,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 4, pp. 607–610, 2006.
- [131] S. Rao, D. Wilton, and A. Glisson, “Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape,” *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 30, no. 3, pp. 409–418, 1982.

- [132] W. C. Gibson, *The method of moments in electromagnetics*. Chapman and Hall/CRC, 2007.
- [133] S. R. Rengarajan and Y. Rahmat-Samii, “The field equivalence principle: Illustration of the establishment of the non-intuitive null fields,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, no. 4, pp. 122–128, 2000.
- [134] L. J. Gomez, A. C. Yucel, and E. Michielssen, “Low-frequency stable internally combined volume-surface integral equation for high-contrast scatterers,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1423–1426, 2015.
- [135] J. Monzon, “The equivalence principle for two-dimensional anisotropies,” *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 39, no. 12, pp. 1781–1784, 1991.
- [136] M. Li, T. Zhuang, and R. Chen, “Volume integral equation equivalence principle algorithm domain decomposition with body of revolution equivalence surface,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, no. 3, pp. 375–379, 2017.
- [137] M. Maddah-Ali, S. H. H. Sadeghi, and M. Dehmollaian, “A method of moments for analysis of electromagnetic scattering from inhomogeneous anisotropic bodies of revolution,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 6, pp. 2976–2986, 2018.
- [138] Z. Zubac, D. De Zutter, and D. V. Ginste, “Scattering from two-dimensional objects of varying shape combining the multilevel fast multipole method (mlfmm) with the stochastic galerkin method (sgm),” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1275–1278, 2014.
- [139] T. Rylander, P. Ingelström, and A. Bondeson, *Computational electromagnetics*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [140] R. C. Booton, *Computational methods for electromagnetics and microwaves*. Wiley, 1992.
- [141] R. Mittra, *Computational Electromagnetics: Recent Advances and Engineering Applications*. Springer, 2014.
- [142] P. Pathak, W. Burnside, and R. Marhefka, “A uniform gtd analysis of the diffraction of electromagnetic waves by a smooth convex surface,” *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 28, no. 5, pp. 631–642, 1980.
- [143] F. Vico-Bondia, M. Ferrando-Bataller, and A. Valero-Nogueira, “A new fast physical optics for smooth surfaces by means of a numerical theory of diffraction,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 3, pp. 773–789, 2010.
- [144] Dassault Systemes, “CST microwave studio,” 2018.
- [145] H. Ansoft, “HFSS high frequency structure simulator,” *Ansoft Co., Pittsburgh, PA, USA*, vol. 200, p. 801, 2005.
- [146] Altair, “Feko suite 7.0.”

BIBLIOGRAFÍA

- [147] M. Capek, P. Hazdra, V. Adler, P. Kadlec, V. Sedenka, M. Marek, M. Masek, V. Losenicky, M. Strambach, M. Mazanek *et al.*, “Atom: A versatile matlab tool for antenna synthesis,” in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*. IET, 2018, pp. 1–5.
- [148] M. Gustafsson and B. L. G. Jonsson, “Antenna q and stored energy expressed in the fields, currents, and input impedance,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 1, pp. 240–249, 2015.
- [149] T. H. Shumpert, L. S. Riggs, and J. M. Lindsey, “Singularity expansion method analysis of regular polygonal loops,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 8, pp. 1302–1306, 1990.
- [150] K. Schab and J. Bernhard, “A group theory rule for predicting eigenvalue crossings in characteristic mode analyses,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 944–947, 2017.
- [151] S. K. Rao, “Advanced antenna technologies for satellite communications payloads,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1205–1217, 2015.
- [152] J. M. Montero, A. M. Ocampo, and N. J. Fonseca, “C-band multiple beam antennas for communication satellites,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1263–1275, 2015.
- [153] S. Palm, R. Sommer, and U. Stilla, “Mobile radar mapping—subcentimeter sar imaging of roads,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 56, no. 11, pp. 6734–6746, 2018.
- [154] S. Parkvall, E. Dahlman, A. Furuskär, and M. Frenne, “NR: The new 5G radio access technology,” *IEEE Communications Standards Magazine*, vol. 1, no. 4, pp. 24–30, 2017.
- [155] E. M. Mohamed, K. Sakaguchi, and S. Sampei, “Wi-Fi, coordinated WiGig, concurrent transmissions in random access scenarios,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 11, pp. 10 357–10 371, 2017.
- [156] C.-X. Mao, M. Khalily, P. Xiao, T. W. Brown, and S. Gao, “Planar sub-millimeter-wave array antenna with enhanced gain and reduced sidelobes for 5G broadcast applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 1, pp. 160–168, 2019.
- [157] M. Giordani, M. Polese, A. Roy, D. Castor, and M. Zorzi, “Standalone and non-standalone beam management for 3GPP NR at mmwaves,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 57, no. 4, pp. 123–129, 2019.
- [158] H. Yan, S. Ramesh, T. Gallagher, C. Ling, and D. Cabric, “Performance, power, and area design trade-offs in millimeter-wave transmitter beamforming architectures,” *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 19, no. 2, pp. 33–58, 2019.

- [159] R. V. Mateo, R. Czarny, M.-S. L. Lee, B. Loiseaux, M. Sypek, M. Makowski, C. Martel, T. Crepin, F. Boust, R. Joseph *et al.*, “Q-band millimeter-wave antennas: An enabling technology for multigigabit wireless backhaul,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 4, pp. 121–130, 2014.
- [160] C. G. Salzburg, T. Vaupel, T. Bertuch, M. Wilhelm, T. Wichmann, and S. T. Alfageme, “Feasibility of an automotive radar antenna at 77 ghz on ltcc substrate,” *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 12, no. 10, pp. 1172–1178, 2018.
- [161] N. Rahman, M. T. Islam, Z. Mahmud, and M. Samsuzzaman, “The broken-heart printed antenna for ultrawideband applications: Design and characteristics analysis,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 60, no. 6, pp. 45–51, 2018.
- [162] K. Kibaroglu, M. Sayginer, and G. M. Rebeiz, “A low-cost scalable 32-element 28-GHz phased array transceiver for 5G communication links based on a 2×2 beam-former flip-chip unit cell,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 53, no. 5, pp. 1260–1274, 2018.
- [163] J. Xiao, Z. Qi, X. Li, and H. Zhu, “Broadband and high-gain SIW-Fed slot array for millimeter-wave applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 5, pp. 3484–3489, 2018.
- [164] H. Jamshidi-Zarmehri and M. H. Neshati, “Design and development of high gain SIW H-Plane horn antenna loaded with waveguide, dipole array and reflector nails using thin substrate,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 4, pp. 2813–2818, 2019.
- [165] W. Ma, W. Cao, S. Shi, Z. Zeng, and X. Yang, “Gain enhancement for circularly polarized SIW frequency beam scanning antenna using a phase-correcting grating cover,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 52 680–52 688, 2019.
- [166] Z. Wu, J. Liu, J. Zhang, M. Lin, and X. Huang, “Design of a ka-band high-gain antenna with the quasi-annular SIW corrugated technique,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 5, pp. 1001–1005, 2019.
- [167] A. B. Smolders, A. Dubok, N. M. Tessema, Z. Chen, A. Al Rawi, U. Johannsen, T. Bressner, D. Milosevic, H. Gao, E. Tangdiongga *et al.*, “Building 5G millimeter-wave wireless infrastructure: Wide-scan focal-plane arrays with broadband optical beamforming,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 61, no. 2, pp. 53–62, 2019.
- [168] Z.-Y. Zhang, Y. Zhao, N.-W. Liu, L.-Y. Ji, S. Zuo, and G. Fu, “Design of a dual-beam dual-polarized offset parabolic reflector antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 2, pp. 712–718, 2018.
- [169] A. Olver and B. Philips, “Integrated lens with dielectric horn antenna,” *Electronics Letters*, vol. 29, no. 13, pp. 1150–1152, 1993.
- [170] R. J. Bauerle, R. Schrimpf, E. Gyorko, and J. Henderson, “The use of a dielectric lens to improve the efficiency of a dual-polarized quad-ridge horn from 5 to 15 ghz,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 6, pp. 1822–1825, 2009.

- [171] C. Y. Tan and K. T. Selvan, "A performance comparison of a ku-band conical horn with an inserted cone-sphere with horns with an integrated dielectric lens and metamaterial loading [antenna designer's notebook]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 53, no. 5, pp. 115–122, 2011.
- [172] A. Garufo, N. Llombart, and A. Neto, "Radiation of logarithmic spiral antennas in the presence of dense dielectric lenses," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 10, pp. 4168–4177, 2016.
- [173] J. Thornton, "Wide-scanning multi-layer hemisphere lens antenna for ka band," *IEE proceedings-microwaves, antennas and propagation*, vol. 153, no. 6, pp. 573–578, 2006.
- [174] B. Chantraine-Bares and R. Sauleau, "Electrically-small shaped integrated lens antennas: A study of feasibility in q -band," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 55, no. 4, pp. 1038–1044, 2007.
- [175] K. X. Wang and H. Wong, "Design of a wideband circularly-polarized millimeter wave antenna with an extended hemispherical lens," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018.
- [176] H.-T. Chou and Z.-D. Yan, "Parallel-plate luneburg lens antenna for broadband multibeam radiation at millimeter-wave frequencies with design optimization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 11, pp. 5794–5804, 2018.
- [177] M. I. Villà, "Design and performance evaluation of millimeter-wave flat lens antennas for communications, radar and imaging applications," Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), 2016.
- [178] W. E. Kock, "Metal-lens antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 11, pp. 828–836, 1946.
- [179] J. E. Lawrance, C. G. Christodoulou, and M. R. Taha, "A high-power microwave zoom antenna with metal-plate lenses," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 8, pp. 3380–3389, 2015.
- [180] Q. Liao, N. Fonseca, and O. Quevedo-Teruel, "Compact Multibeam fully metallic geodesic Luneburg lens antenna based on non-euclidean transformation optics," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 12, pp. 7383–7388, 2018.
- [181] H.-T. Chou, C.-Y. Lin, and M.-H. Wu, "A high efficient reflectarray antenna consisted of periodic all-metallic elements for the Ku-band DTV applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1542–1545, 2015.
- [182] R. Deng, F. Yang, S. Xu, and M. Li, "A low-cost metal-only reflectarray using modified slot-type phoenix element with 360° phase coverage," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 4, pp. 1556–1560, 2016.
- [183] C. Han, Y. Zhang, and Q. Yang, "A broadband reflectarray antenna using triple gaped rings with attached phase-delay lines," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 5, pp. 2713–2717, 2017.

- [184] W.-L. Guo, G.-M. Wang, K.-Y. Liu, Y.-Q. Zhuang, and Q.-C. Ge, "Design of Single-Layered Ultrawideband high-efficiency circularly polarized Reflectarray," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 8, pp. 1386–1390, 2018.
- [185] Q. Gao, J. Wang, Y. Li, and Z. Li, "A multiresonant element for bandwidth enhancement of circularly polarized reflectarray antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 5, pp. 727–730, 2018.
- [186] J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray antennas*. John Wiley & Sons, 2007, vol. 30.
- [187] S. Zhang, "Design and fabrication of 3D-printed planar Fresnel zone plate lens," *Electronics Letters*, vol. 52, no. 10, pp. 833–835, 2016.
- [188] A. Jouade, M. Himdi, and O. Lafond, "Fresnel lens at millimeter-wave: Enhancement of efficiency and radiation frequency bandwidth," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 11, pp. 5776–5786, 2017.
- [189] H.-T. Chou, "Radiation sidelobe reduction and focus properties of reflector antennas by grating the aperture field via nonperiodic fresnel-zone plate lens," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 5, pp. 2634–2639, 2018.
- [190] M. R. D. Kodnoeih, Y. Letestu, R. Sauleau, E. M. Cruz, and A. Doll, "Compact folded Fresnel zone plate lens antenna for mm-wave communications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 5, pp. 873–876, 2018.
- [191] Y. E. Erdemli, K. Sertel, R. A. Gilbert, D. E. Wright, and J. L. Volakis, "Frequency-selective surfaces to enhance performance of broad-band reconfigurable arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 12, pp. 1716–1724, 2002.
- [192] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Physical review letters*, vol. 84, no. 18, p. 4184, 2000.
- [193] Z. Tao, D. Bao, H. X. Xu, H. F. Ma, W. X. Jiang, and T. J. Cui, "A millimeter-wave system of antenna array and metamaterial lens," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 370–373, 2016.
- [194] N. Zhang, W. X. Jiang, H. F. Ma, W. X. Tang, and T. J. Cui, "Compact high-performance lens antenna based on impedance-matching gradient-index metamaterials," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 2, pp. 1323–1328, 2019.
- [195] J.-J. Liang, G.-L. Huang, J.-N. Zhao, Z.-J. Gao, and T. Yuan, "Wideband phase-gradient metasurface antenna with focused beams," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 20 767–20 772, 2019.
- [196] G.-B. Wu, S.-W. Qu, and S. Yang, "Low-profile transmitarray antenna with cassegrain reflectarray feed," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 5, pp. 3079–3088, 2019.

BIBLIOGRAFÍA

- [197] H. D. Hristov and J. M. Rodriguez, "Design equation for multielectric Fresnel zone plate lens," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 11, pp. 574–576, 2012.
- [198] A. D. Olver and P. J. Clarricoats, *Microwave horns and feeds*. IET, 1994, vol. 39.
- [199] W. E. Kock, "Metallic delay lenses," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 27, no. 1, pp. 58–82, 1948.
- [200] R. S. Elliot, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 2003.
- [201] C. A. Balanis, *Antenna theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 1997.
- [202] G. SPINNER, "Cross reference for hollow metallic waveguides," Mar. 2014. [Online]. Available: <http://www.spinner-group.com>
- [203] M. Inc, "The leader in millimeter-wave technology and solutions." [Online]. Available: <http://www.millitech.com/>
- [204] R. E. Collin, *Antennas and radiowave propagation*. McGraw-Hill series in electrical engineering: Radio, television, radar, and antennas Practical Flying Series International student edition, 1985.
- [205] D. A. S. Haro, "Diseño de antenas directivas de banda ancha a frecuencias de microondas," mathesis, Universitat Politècnica de València, Departamento de comunicaciones, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, 2017.
- [206] M. A. Moharram and A. A. Kishk, "Optimum feeds for reflectarray antenna: synthesis and design," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 2, pp. 469–483, 2016.
- [207] R. M. Hashmi and K. P. Esselle, "A class of extremely wideband resonant cavity antennas with large directivity-bandwidth products," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 2, pp. 830–835, 2016.
- [208] A. A. Baba, R. M. Hashmi, and K. P. Esselle, "Achieving a large gain-bandwidth product from a compact antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 7, pp. 3437–3446, 2017.
- [209] J. A. G. Marin, A. A. Baba, D. L. Cuenca, J. Hesselbarth, R. M. Hashmi, and K. Esselle, "High-gain low-profile chip-fed resonant cavity antennas for millimeter-wave bands," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, pp. 1–5, 2019.
- [210] L.-Y. Ji, P.-Y. Qin, and Y. J. Guo, "Wideband Fabry-Perot cavity antenna with a shaped ground plane," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 2291–2297, 2018.
- [211] F. Wu and K. M. Luk, "Circular polarization and reconfigurability of Fabry-Perot resonator antenna through metamaterial-loaded cavity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, pp. 2196–2208, 2019.
- [212] A. Lalbakhsh, M. U. Afzal, K. P. Esselle, and S. L. Smith, "Wideband near-field correction of a Fabry-Perot resonator antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1975–1980, 2019.

- [213] T. Hassan, M. U. Khan, H. Attia, and M. S. Sharawi, “An FSS based correlation reduction technique for MIMO antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 9, pp. 4900–4905, 2018.
- [214] D. Santillán-Haro, M. Ferrando-Bataller, E. Antonino-Daviu, and M. Cabedo-Fabrés, “Diseño de antenas de apertura basadas en lentes metálicas multicapa,” in *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de radio URSI*. Universidad Autónoma de Madrid, 2016, pp. 1–4.
- [215] D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, D. Sánchez-Escuderos, and M. Ferrando-Bataller, “Single layer metasurface lens antenna,” in *Antennas and Propagation (EU-CAP), 2017 11th European Conference on*. IEEE, 2017, pp. 1134–1138.
- [216] —, “Metamaterial lens design using characteristic modes,” in *Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO), 2017 IEEE MTT-S International Conference on*. IEEE, 2017, pp. 37–39.
- [217] D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, M. Ferrando-Bataller, and M. Cabedo-Fabres, “Lente metálica de bajo perfil con doble alimentación: Análisis modal de la celda unidad,” in *XXXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de radio URSI 2017*. Universidad Politécnica de Cartagena, 2017, pp. 1–4.
- [218] D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, D. Sánchez-Escuderos, and M. Ferrando-Bataller, “Analysis and design of a metamaterial lens antenna using the theory of characteristic modes,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2018, 2018.
- [219] —, “Design of a high-gain millimeter-wave antenna using characteristic modes,” in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2018 12th European Conference on*. IEEE, 2018, pp. 1–5.
- [220] —, “Design of high-gain antennas for 5G systems using characteristic modes,” in *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. IEEE, 2018, pp. 1111–1112.
- [221] D. Santillán-Haro, D. Sánchez-Escuderos, E. Antonino-Daviu, and M. Ferrando-Bataller, “Design of high-gain antennas for 5G systems using characteristic modes,” *Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies FER-MAT*, vol. 29, pp. 1–36, Sep. 2018.
- [222] —, “Planar lens antenna for high data rate applications,” *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2019, pp. 1–7, 2019.
- [223] A. Llanga-Vargas, C. R. Penafiel-Ojeda, D. Santillán-Haro, M. Cabedo-Fabrés, E. Antonino-Daviu, and M. Ferrando-Bataller, “Antenas para estaciones base 5G definidas por software,” in *XXXIII Simposium nacional de la unión científica internacional de radio, URSI*. Universidad de Granada, 2018, pp. 1–4.
- [224] D. Santill, E. Antonino-Daviu, M. F. Bataller, D. Sánchez-Escuderos, D. Navarro-Méndez, F. Carrera-Suárez *et al.*, “Cross polarization in microwave antennas: Case study of a circular waveguide,” *NOVASINERGIA*, vol. 1, no. 2, pp. 30–37, 2018.

BIBLIOGRAFÍA

- [225] M. Ferrando-Bataller, D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés, F. Vico-Bondía, and J. M-Rius, “Análisis de lentes metálicas mediante modos característicos,” in *XXXIV Simposium nacional de la unión científica internacional de radio, URSI*. Universidad de Sevilla, 2019, pp. 1–4.
- [226] Z. Tao, W. X. Jiang, H. F. Ma, and T. J. Cui, “High-gain and high-efficiency grin metamaterial lens antenna with uniform amplitude and phase distributions on aperture,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 1, pp. 16–22, 2017.
- [227] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, New York, 2009.
- [228] C. R. Peñafiel-Ojeda, M. Cabedo-Fabrés, E. Antonino-Daviu, and M. Ferrando-Bataller, “Design of an unidirectional uwb cavity backed antenna,” in *Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO), 2017 IEEE MTT-S International Conference on*. IEEE, 2017, pp. 28–30.
- [229] H. Hasani, J. S. Silva, S. Capdevila, M. García-Vigueras, and J. R. Mosig, “Dual-band circularly polarized transmitarray antenna for satellite communications at 20/30 GHz,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 8, pp. 5325–5333, 2019.

Publicaciones relacionadas

Revistas indexadas JCR

1. D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, D. Sánchez-Escuderos, and M. Ferrando-Bataller, "Analysis and Design of a Metamaterial Lens Antenna Using the Theory of Characteristic Modes," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2018, ID. 6329531, pp. 1–8, Feb. 2018.
2. D. Santillán-Haro, D. Sánchez-Escuderos, E. Antonino-Daviu, and M. Ferrando-Bataller, "Planar Lens Antenna for High Data Rate Applications," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2019, ID. 5125287, pp. 1–7, Feb. 2019.

Otras revistas

1. D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, D. Sánchez-Escuderos, and M. Ferrando-Bataller, "Cross polarization in microwave antennas: Case study of a circular waveguide," *Revista Nova Sinergia*, vol. 1, no. 2, pp. 30–37, Diciembre 2018.
2. D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, D. Sánchez-Escuderos, and M. Ferrando-Bataller, "Design of High-Gain antennas for 5G systems using characteristic modes," *Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies FERMAT*, vol. 29, pp. 1–36, Sept-Oct 2018.

Conferencias Internacionales

1. D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, D. Sánchez-Escuderos, and M. Ferrando-Bataller, "Single layer metasurface lens antenna," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2017 11th European Conference on, IEEE*, March 2017, pp. 1134–1138.
2. D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, D. Sánchez-Escuderos, and M. Ferrando-Bataller, "Metamaterial lens design using characteristics modes," in *Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO), 2017 IEEE MTT-S International Conference on*, May. 2017, pp. 37–39.
3. D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, D. Sánchez-Escuderos, and M. Ferrando-Bataller, "Design of a High-Gain Millimeter-Wave Antenna Using Characteristic Modes," in

- Antennas and propagation (EUCAP 2018) 12th European Conference on, IEEE*, April 2018, pp. 1–5.
4. D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, D. Sánchez-Escuderos, and M. Ferrando-Bataller, “Design of High-Gain Antennas for 5G Systems Using Characteristic Modes,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2018, AP-S 2018. IEEE*, June 2018, pp. 1111–1112.
 5. D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, M. Ferrando-Bataller, and F. Abderrazak, “On the Bandwidth of Loop Antennas using Characteristic Mode Analysis,” in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, July 2019, pp. 851–852.

Conferencias nacionales

1. D. Santillán-Haro, M. Ferrando-Bataller, E. Antonino-Daviu, and M. Cabedo-Fabrés, “Diseño de Antenas de Apertura basadas en lentes metálicas multicapa,” in *XXXI Simposium Nacional de la URSI 2016*, Sep. 2016.
2. D. Santillán-Haro, M. Ferrando-Bataller, E. Antonino-Daviu, and M. Cabedo-Fabrés, “Lente metálica de bajo perfil: Análisis modal de la celda unidad ,” in *XXXII Simposium Nacional de la URSI 2017*, Sep. 2017.
3. A. Llanga-Vargas, C. Penafiel-Ojeda, D. Santillán-Haro, M. Cabedo-Fabrés, E. Antonino-Daviu, and M. Ferrando-Bataller, “Antenas para estaciones base 5G definidas por software,” in *XXXIII Simposium Nacional de la URSI 2018*, Sep. 2018.
4. M. Ferrando-Bataller, D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés, F. Vico Bondía, and J.M. Rius, “Análisis de Lentes Metálicas Mediante Modos Característicos ,” in *XXXIV Simposium Nacional de la URSI 2019*, Sep. 2019.